



Caractérisation et Conception d'Antennes Isotropes Miniatures pour Objets Communicants

Mathieu Huchard

► To cite this version:

Mathieu Huchard. Caractérisation et Conception d'Antennes Isotropes Miniatures pour Objets Communicants. Autre. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2007. Français. NNT : . tel-00389796

HAL Id: tel-00389796

<https://theses.hal.science/tel-00389796>

Submitted on 29 May 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Caractérisation et Conception d'Antennes Isotropes Miniatures pour Objets Communicants

2006

Institut National Polytechnique de Grenoble

Commissariat à l'Energie Atomique
Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information

Remerciements

Cette thèse a été réalisée au Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Information (LETI) du CEA de Grenoble au sein du Service Microsystèmes et Objets Communicants (SMOC). Je remercie M. Roland Blainpain pour m'avoir accueilli dans son service. Je remercie également M. François Vacherand, M. Bruno Flament puis M. Jean-Michel Léger qui m'ont accueilli successivement au sein de leurs laboratoires. J'ai pu grâce à eux travailler dans d'excellentes conditions matérielles et participer à plusieurs conférences internationales pendant mes trois années de thèse.

Je tiens à remercier M. Smail Tedjini pour avoir accepté de diriger cette thèse et pour la confiance qu'il m'a témoigné tout au long de mon travail. Je tiens à témoigner ma grande reconnaissance envers M. Jean-Jacques Chaillout, qui m'a encadré pendant ma première année de thèse, pour ces conseils avisés alors que je débute ma recherche, ainsi qu'à M. Christophe Delaveaud qui m'a encadré durant les deux années suivantes, pour m'avoir laissé une grande liberté dans mes travaux tout en sachant me pointer les points à éclaircir lorsqu'il le fallait.

J'exprime ma profonde gratitude à M. Alain Sibille et M. Georges Kossiavas qui ont bien voulu accepter d'examiner ce travail en tant que rapporteur. Je suis également reconnaissant à M. Michel Pons et M. Yann Toutain, qui ont acceptés d'être présent dans mon jury et tout particulièrement à M. Ala Sharaya qui en assure la présidence.

Je souhaite également témoigner ma profonde et amicale reconnaissance à Lionel Rudant, Cedric Dehos et Laurent Petit qui ont été tout à la fois des sources d'inspirations très importantes pour ce travail, des soutiens dans l'adversité et des amis avec qui j'ai passé énormément de bon moments pendant ces trois années. Je remercie particulièrement Cedric pour notre collaboration en marge de mon travail de thèse qui a été très enrichissante pour moi et Lionel pour nos nombreuses et fructueuses discussions au sujet des antennes et d'autres choses.

Je remercie énormément Philippe Klein pour la confiance qu'il m'a témoigné lorsque nous avons travaillé à la conception de l'antenne intégrée de la StarWatch. Cette expérience a été particulièrement intéressante pour moi.

Enfin, tous mes remerciements vont aux permanents des bureaux alentours, antennistes de près ou de loin et qui tous m'ont apporté de la bonne humeur et des bonnes blagues et très souvent des conseils forts utiles et judicieux dans quelque domaine que ce soit : Julien Keignart, Benoit Lepine, Laurent Dussopt, Laurent Lombart, Norbert Daniels, Anne Ghis et Ghislain Despesse auquel il faut ajouter l'ensemble des locataires de l'ancien bâtiment 40.22.

Enfin, j'exprime ma sincère et profonde reconnaissance pour quelques uns de mes proches qui m'ont apporté un soutien inestimable au cours de ce travail.

Remerciements

Table des matières

Remerciements	iii
Introduction	1
Contexte	1
Position du problème	3
Organisation du document	4
1. Antennes isotropes pour les télécommunications	7
1.1. Introduction	7
1.2. Les domaines d'applications	7
1.2.1. Historique : Le domaine spatial (1960-1980)	7
1.2.2. Les réseaux de capteurs sans fil	7
1.2.3. La RFID	10
1.2.4. Applications à 60 GHz	11
1.2.4.1. Applications	11
1.2.4.2. Propagation	12
1.2.5. Conclusion	13
1.3. Les caractéristiques de rayonnement recherchées	13
1.3.1. Scénario de propagation et hypothèses	14
1.3.2. Bilan de transmission	15
1.3.3. Isotropie en puissance	18
1.3.4. Uniformité de la polarisation	19
1.3.4.1. Facteur de polarisation en fonction de l'inclinaison	19
1.3.4.2. Conditions permettant d'obtenir une transmission indé- pendante de l'inclinaison	21
1.3.5. Conclusion	24
1.4. Définition de l'antenne isotrope et limites physiques	24
1.4.1. Analogie avec l'acoustique	24
1.4.2. Définition de l'isotropie pour une antenne	25
1.4.3. Sens large : l'isotropie de la puissance rayonnée	26
1.4.4. Sens strict : l'isotropie en puissance et l'uniformité de l'état de po- larisation	27
1.4.4.1. Inexistence d'une antenne isotrope uniformément polari- sée rectilignement	27
1.4.4.2. Inexistence d'une antenne isotrope à polarisation ellip- tique ou circulaire uniforme en toutes directions	28
1.4.4.3. Cas d'une antenne de dimension infinie	29
1.4.5. Conclusion	30

2. Etat de l'art	31
2.1. Inventaire des structures	31
2.1.1. La combinaison de dipôles en croix alimentés en quadrature de phase	31
2.1.1.1. Présentation	31
2.1.1.2. Simulation	33
2.1.1.3. Caractéristiques de rayonnement	33
2.1.2. L'antenne en U	35
2.1.2.1. Présentation	35
2.1.2.2. Simulation	36
2.1.2.3. Caractéristiques de rayonnement	36
2.1.3. La combinaison d'un dipole et d'une boucle	38
2.1.3.1. Présentation	38
2.1.3.2. Simulation	39
2.1.3.3. Caractéristiques de rayonnement	40
2.1.4. L'antenne en F inversé (Inverted-F Antenna ou IFA)	40
2.1.4.1. Présentation	40
2.1.4.2. Modèle analytique du champ rayonné par une antenne IFA sur plan de masse infini	41
2.1.4.3. Analogie entre antenne IFA et antenne en U	42
2.1.4.4. Simulation	43
2.1.4.5. Caractéristiques de rayonnement	43
2.1.5. L'antenne quadrifilaire en hélice (Quadri Filar Helix Antenna ou QFHA)	45
2.1.5.1. Présentation	45
2.1.5.2. Simulation	45
2.1.5.3. Caractéristiques de rayonnement	46
2.1.6. Antenne spirale	47
2.1.6.1. Présentation	47
2.1.6.2. Simulation	48
2.1.6.3. Caractéristique de rayonnement	49
2.2. Tableau de synthèse	50
2.3. Conclusion	51
3. Caractérisation de la couverture isotrope	53
3.1. État de l'art des critères de couverture	54
3.1.1. Rappel : Définition de la directivité d'une antenne	54
3.1.2. Caractérisation de l'isotropie de puissance	54
3.1.2.1. Rapport entre le minimum et le maximum de la directivité	55
3.1.2.2. Variance de la directivité	55
3.1.2.3. Proportion de couverture	56
3.1.2.4. L'isotropie de Koob	56
3.1.2.5. L'isotropie de Reddy	57
3.1.3. Caractérisation de l'uniformité de l'état de polarisation sur le diagramme	58
3.1.4. Synthèse et conclusion	59
3.2. La fonction de couverture	60
3.2.1. Principe général	60
3.2.2. Formulation analytique et implémentation	61

3.2.3.	Courbes de couverture	64
3.2.3.1.	Antennes de références	64
3.2.3.2.	Courbes de couverture	66
3.2.4.	Gain de couverture & directivité de couverture	68
3.3.	Influence des caractéristiques de l'antenne sur la couverture	69
3.3.1.	Influence de l'ouverture du diagramme	69
3.3.2.	Influence de la polarisation de l'antenne	71
3.3.3.	Caractérisation fréquentielle de la couverture	73
3.4.	La couverture effective dans un environnement à multi trajets	74
3.4.1.	Principe général	75
3.4.2.	Choix d'un modèle de canal incluant les directions d'arrivées	76
3.4.2.1.	Choix de la méthode de simulation	76
3.4.2.2.	Choix de l'environnement	77
3.4.2.3.	Choix du modèle	77
3.4.3.	Le modèle Indoor de Zwick-Wiesbeck	78
3.4.4.	Formulation et implémentation	81
3.5.	Influence du canal de propagation sur la couverture effective	84
3.5.1.	Choix des antennes et des environnements	85
3.5.2.	Influence de l'environnement	85
3.5.3.	Influence de l'environnement en fonction de l'ouverture du diagramme	89
3.5.4.	Influence de l'environnement en fonction de la polarisation	91
3.6.	Comparaison des structures de l'état de l'art	92
3.6.1.	Isotropie en puissance	92
3.6.2.	Uniformité de polarisation	93
3.6.3.	Courbes de couvertures	94
3.6.4.	Directivités à 90% de couverture	97
3.6.4.1.	Illumination en polarisation rectiligne	97
3.6.4.2.	Illumination en polarisation circulaire	99
3.7.	Conclusion	100
4.	Conception et réalisation de structures isotropes	101
4.1.	Contexte et caractéristiques recherchées	101
4.2.	Méthode de conception d'antennes par association d'éléments rayonnants	102
4.2.1.	Le flot de conception	102
4.2.1.1.	Conditions d'utilisation	103
4.2.1.2.	Description des étapes du flot de conception	103
4.2.2.	Transformation, superposition et caractérisation du champs lointain	106
4.2.2.1.	Intérêts	107
4.2.2.2.	Origine des champs lointains manipulés	107
4.2.2.3.	Transformations géométriques	107
4.2.2.4.	Limitation	109
4.2.3.	Application à la conception d'antennes isotropes	109
4.3.	La combinaison de quatre IFA	109
4.3.1.	Démarche de conception	109
4.3.2.	Présentation de la combinaison de quatre IFA	111
4.3.3.	Couplage entre deux antennes IFA	114
4.4.	L'antenne M51 à facteur de forme planaire	116
4.4.1.	Présentation de la structure	116

4.4.1.1.	Généralité	116
4.4.1.2.	Caractéristiques & dimensions	118
4.4.2.	La structure rayonnante	121
4.4.2.1.	Enroulement des IFA élémentaires	121
4.4.2.2.	Couplage entre les IFA élémentaires	124
4.4.2.3.	Pertes d'insertion dans la structure	126
4.4.2.4.	Cartes de champ	130
4.4.3.	Le réseau d'alimentation	132
4.4.3.1.	Réseau linéaire	132
4.4.3.2.	Réseau à base de coupleur hybride	134
4.4.4.	Le prototype	142
4.4.4.1.	Adaptation en impédance	142
4.4.4.2.	Rayonnement	143
4.4.4.3.	Efficacité	147
4.4.5.	Couverture	151
4.4.6.	Intégration de l'antenne sur un capteur miniature	152
4.4.7.	Conclusion	153
4.5.	L'antenne Quadri-IFA à facteur de forme allongé	153
4.5.1.	Présentation de la structure	154
4.5.2.	Inclinaison des IFA élémentaires	156
4.5.3.	Couplage entre les IFA et adaptation d'impédance	159
4.5.4.	Rayonnement & efficacité	161
4.5.5.	Couverture	163
4.6.	Comparaison des couvertures des antennes développées	164
4.7.	Conclusion	165
5.	Antenne isotrope à double polarisation	167
5.1.	Problématique	167
5.1.1.	Antenne à double accès	167
5.1.1.1.	Définition	167
5.1.1.2.	Recombinaison des signaux	168
5.1.2.	Antenne isotrope à double polarisation	169
5.1.2.1.	Principe	169
5.1.2.2.	Faisabilité	170
5.1.2.3.	Corrélation des diagrammes de rayonnement	171
5.1.2.4.	Couverture d'une antenne à double accès	172
5.1.3.	Combinaison de 4 antennes IFA comme antenne isotrope à double polarisation	172
5.2.	Antenne M51 avec alimentation croisée (mode X)	173
5.2.1.	Topologie du réseau	173
5.2.2.	Diagrammes de rayonnement	174
5.2.3.	Correlation	175
5.2.4.	Couplage	176
5.3.	Antenne M51 avec alimentation en quadrature (mode Q)	178
5.3.1.	Topologie du réseau	178
5.3.2.	Diagrammes de rayonnement	179
5.3.3.	Correlation	181
5.3.4.	Couplage	182

5.4. Comparaison des couvertures	183
5.5. Conclusion	185
Conclusion et perspectives	187
Bibliographie	191
Annexes	197
A. Les états de polarisation	199
A.1. Polarisation d'une onde plane harmonique	199
A.2. Ellipse de polarisation	200
A.3. Réception d'une onde plane polarisée par une antenne	201
A.4. Sphère de Poincaré	201
A.5. Facteur de polarisation et sphère de Poincaré	202
B. Routines de manipulation du champ lointain	205
B.1. Génération d'un champ lointain à partir d'une distribution de courant . . .	205
B.2. Rotation du champ lointain	206
B.3. Translation du champ lointain	209
C. Expression analytique de la fonction de couverture	211
C.1. Bilan de puissance	211
C.2. Facteur de polarisation	212
C.3. Expressions des termes E et F en fonction du vecteur de polarisation de l'antenne	214
C.3.1. Terme A	214
C.3.2. Terme B	215
C.3.3. Terme C	215
C.3.4. Terme E	216
C.3.5. Terme F	216
C.3.6. Angle τ'	216
C.4. Fonction de couverture	216
C.5. Fonction de couverture en fonction des angles d'inclinaison et d'ellipticité de l'antenne	218
C.5.1. Caractérisation de l'AST par les angles de l'ellipse de polarisation .	218
C.5.2. Terme E	219
C.5.3. Terme F	219
C.5.4. Fonction de couverture	220
D. Conception d'un réseau d'alimentation 4 ports à quadrature de phase	221
D.1. Problématique	221
D.2. Procédé technologique	222
D.3. Choix du type de ligne et de la méthode d'excitation	222
D.4. Topologie du réseau	223
D.4.1. Réseau série (ou linéaire)	224
D.4.2. Topologie parallèle (ou en étoile)	225
D.4.3. Topologie en arbre	225

D.5. Simulation circuit et optimisation par co-simulation	227
E. Conception et mesure d'une antenne IFA intégrée	229
E.1. Contexte : Dispositif de capture de mouvement	229
E.1.1. La capture de mouvement	229
E.1.2. Le projet <i>StarWatch</i> du CEA-LETI	231
E.2. Description de l'antenne	232
E.3. Adaptation d'impédance & bande passante	232
E.4. Diagrammes de rayonnement et efficacité	233
E.5. Conclusion	236

Table des figures

1.1. Antenne quasi-isotrope destinée à équiper un satellite [18]. L'antenne est double bande. Les couronnes d'antennes patch polarisées circulairement permettent de couvrir l'espace en polarisation circulaire. Elles sont alimentées par un guide d'onde coaxial. (λ = longueur d'onde de fonctionnement)	8
1.2. Réseau de capteurs sans fil	8
1.3. Scénario de communication envisagé : les antennes émettrices et réceptrices sont orientées aléatoirement l'une par rapport à l'autre. Par symétrie du problème, le repère (O,x,y,z) est disposé de telle sorte que O soit le centre de phase de l'antenne réceptrice.	14
1.4. Modélisation d'un scénario de transmission entre une antenne émettrice (1) et une antenne réceptrice (2)	16
1.5. Exemple d'un diagramme de rayonnement quasiment isotrope en puissance et ayant des composantes E_θ et E_ϕ dépendantes de (θ, ϕ) (Voir section 2.1.2)	18
1.6. Schéma et notation utilisée pour le calcul analytique du facteur d'adaptation en fonction des angles d'ellipticités ϵ_e et ϵ_r et de l'angle d'inclinaison entre les deux grands axes des ellipses	20
1.7. Représentation du facteur d'adaptation de polarisation pour les différents états de polarisation de l'onde incidente.	21
1.8. Exemple d'interactions et coefficients d'adaptation de polarisation correspondants	22
1.9. Haut parleur isotrope	25
1.10. Structures au rayonnement isotrope en puissance	27
1.11. Décomposition d'un état de polarisation quelconque selon les axes de l'ellipse \vec{Om} et \vec{OM}	29
2.1. Combinaison de dipôles en croix. L'alimentation est en quadrature de phase : $V_2 = V_1.e^{i\pi/2}$	32
2.2. Principe de fonctionnement de la combinaison des dipôles	33
2.3. Dipôles en croix : Diagramme de directivité (dBi)	34
2.4. Dipôles en croix : Rapport axial	34
2.5. Représentation de la directivité dans le plan des dipôles (Echelle linéaire)	35
2.6. Schéma de l'antenne en U. Les lignes en pointillé représentent l'intensité du courant sur les fils. Le rayonnement tend vers l'isotropie idéale en puissance lorsque h tend vers 0.	35
2.7. Structure d'antenne en U simulée.	36
2.8. Antenne en U : Diagramme de directivité (dBi)	37
2.9. Antenne en U : Rapport axial	37
2.10. Antenne en U : Diagramme de directivité selon E_θ et E_ϕ	37
2.11. Combinaison d'un dipôle et d'une boucle alimentés en phase.	38
2.12. Combinaison dipôle et boucle simulée.	39

2.13. Combinaison d'un dipôle et d'une boucle : Diagramme de directivité (dBi)	40
2.14. Combinaison d'un dipôle et d'une boucle : Rapport Axial	40
2.15. Antenne en F inversé (Inverted-F Antenna ou IFA)	41
2.16. Directivité selon E_θ et E_ϕ d'une antenne IFA sur plan de masse infini dans son hémisphère supérieur (D'après [57]).	42
2.17. Analogie entre l'antenne IFA sur plan de masse infini et l'antenne en U par la théorie des images.	42
2.18. Antenne IFA simulée sur un petit plan de masse.	43
2.19. Antenne IFA : Diagramme de directivité (dBi)	43
2.20. Antenne IFA : Rapport axial	44
2.21. Antenne IFA : Diagramme de directivité 3D selon E_θ (à gauche) et E_ϕ (à droite).	44
2.22. Antennes QFHA.	45
2.23. Structure d'antenne QFHA simulée	46
2.24. QFHA : Diagramme de directivité (dBi)	46
2.25. QFHA : Rapport axial (En échelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)	47
2.26. Antenne en spirale archimédienne. Caractérisée par le rayon intérieur r nécessaire à l'alimentation, l'espace e entre 2 bras successifs et le nombre de tours n	47
2.27. Structure d'antenne spirale simulée.	48
2.28. Spirale : Gain de couverture à 90% et adaptation d'impédance	49
2.29. Spirale : Diagramme de directivité (dBi)	50
2.30. Spirale : Rapport axial (En échelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)	50
3.1. Courbe de couverture d'un dipôle élémentaire (D'après [71]). L'isotropie de Koob est égale à l'aire colorée en rouge.	57
3.2. Interprétation graphique de l'isotropie de Koob.	57
3.3. Interprétation graphique de l'isotropie de Reddy.	58
3.4. L'Antenne Sous Test (AST) est illuminée par l'onde plane incidente (OPI) dont la direction et l'inclinaison sont paramétrées par les angles (θ, ϕ, τ) . L'état de polarisation de l'OPI est caractérisé par un angle d'ellipticité ϵ et d'inclinaison τ . (Voir Annexe A)	60
3.5. Schéma-bloc de l'implémentation du critère	64
3.6. Schéma des antennes comparées grâce à la fonction de couverture	65
3.7. Diagrammes de directivité typiques correspondant aux quatre antennes testées (figure 3.6) selon les plans XOZ.	66
3.8. Courbes de couverture calculées pour quatre antennes de référence illuminées par une onde incidente à polarisation rectiligne.	67
3.9. Diagrammes de synthèse en forme de gaussienne selon θ . Les diagrammes sont normalisés sur l'ensemble de l'espace en 3 dimensions.	70
3.10. Courbes de couverture correspondante aux diagrammes de la figure 3.9. . .	70
3.11. États de polarisation pour différents scénarios composés de deux antennes imprimées carrées illuminées par trois ondes incidentes. Pour chaque cas, une courbe de couverture est tracée à la figure 3.12 avec le type de pointillé correspondant.	71
3.12. Courbes de couverture pour les cinq scénarios présentés à la figure 3.11. . .	72

3.13. Dépendance en fréquence de divers paramètres pour une antenne imprimée carrée polarisée circulairement.	74
3.14. L'AST est illuminée par la SII via un Canal de Propagation Radio comportant différents trajets.	75
3.15. Logiciel de tracé de rayon.	77
3.16. Vue schématique du modèle de canal à multi trajet.	78
3.17. Schéma-bloc représentant l'implémentation du calcul de la couverture effective avec prise en compte d'un modèle de canal à multi trajets	82
3.18. Couverture effective pour cinq antennes en espace libre en illumination PR	86
3.19. Couverture effective pour cinq antennes en milieu <i>Intérieur VD</i> en illumination PR	87
3.20. Couverture effective pour cinq antennes en milieu <i>Intérieur VO</i> en illumination PR	87
3.21. Couverture effective pour cinq antennes en espace libre en illumination PCG	88
3.22. Couverture effective pour cinq antennes en milieu <i>Intérieur VD</i> en illumination PCG	88
3.23. Couverture effective pour cinq antennes en milieu <i>Intérieur VO</i> en illumination PCG	89
3.24. Influence de l'environnement sur la couverture de l'antenne en fonction de la directivité de l'antenne. <i>Intérieur VD</i> désigne le scénario en intérieur en ligne de visée directe. <i>Intérieur VO</i> désigne le scénario en intérieur en ligne de visée obstruée.	90
3.25. Influence de l'environnement sur la couverture en fonction de la polarisation de l'antenne. <i>Intérieur VD</i> désigne le scénario en intérieur en ligne de visée directe. <i>Intérieur VO</i> désigne le scénario en intérieur en ligne de visée obstruée.	91
3.26. Écart entre minimum et maximum de la directivité.	93
3.27. Moyenne de rapport axial. (0% = uniformément rectiligne, 100% = uniformément circulaire)	94
3.28. Couvertures pour une illumination en polarisation rectiligne (PR)	95
3.29. Couvertures pour une illumination en polarisation circulaire gauche (PCG)	96
3.30. Couvertures pour une illumination en polarisation circulaire gauche (PCD)	96
3.31. Directivité de couverture à 90% pour une illumination en polarisation rectiligne	97
3.32. Directivité de couverture à 90% pour une illumination en polarisation circulaire. Les barres groupées correspondent aux deux sens de polarisation circulaire de l'onde incidente.	99
4.1. Schéma-bloc du flot de conception	104
4.2. Organisation et relations entre les outils de manipulation du champ lointain développés sous Matlab.	108
4.3. Des dipôles en croix à l'association de 4 IFA.	112
4.4. Schéma de l'association de 4 IFA.	113
4.5. Etude du couplage entre IFA selon deux configurations. L'IFA seule est donnée à titre de référence. La longueur des IFA est de 25.5 mm pour une adaptation autour de 2.5 GHz. D=5 mm	114

4.6.	Impédances propres et mutuelles entre les antennes IFA. En haut les impédances propres Z_{11} , en bas les impédances mutuelles Z_{21} . A gauche, les parties réelles et à droite les parties imaginaires.	115
4.7.	Paramètres S entre les antennes IFA A gauche, les S_{11} et à droite, les S_{21} . La légende est la même que ci-dessus.	115
4.8.	Carte de courant de la configuration 2 à 2.6 GHz lorsque l'antenne 1 est excitée.	116
4.9.	Antenne M51 : Vue en perspective.	117
4.10.	Exemples de conception d'antennes M51 à facteur de forme carré.	117
4.11.	Galaxie M51	118
4.12.	Antenne M51 : Vue de coté et de dessus	119
4.13.	Antenne M51 : Photo en perspective du prototype.	120
4.14.	Photo de l'antenne M51. A gauche, le réseau d'alimentation placé sous la structure. A droite les toits des antennes IFA placés sur le dessus.	120
4.15.	Modélisation de la distribution de courant sur une IFA coudée.	121
4.16.	Influence de l'enroulement des IFA sur l'isotropie de rayonnement et sur le rapport axial. Quatre configurations sont représentées. L'enroulement augmente avec le numéro de la configuration.	122
4.17.	Évolution de la couverture en fonction de l'enroulement des IFA.	123
4.18.	Écart de directivité (trait plein) et Moyenne du rapport axial (trait pointillé) en fonction de l'enroulement des IFA.	123
4.19.	Paramètres S entre les ports de l'antenne M51 en fonction de la fréquence. A droite, l'amplitude. A gauche, la phase Trait plein : Simulation CST [54]. Trait pointillé : Simulation Planar EM [87].	125
4.20.	Schéma d'étude des pertes d'insertions dans la structure.	126
4.21.	Une IFA est alimentée, les 3 autres sont chargées à 50Ω	127
4.22.	Les quatres IFA sont alimentées en amplitude égale et en quadrature de phase.	128
4.23.	Paramètres S et pertes d'insertion totales selon les expressions (4.21) et (4.22) (d'après simulation PlanarEM).	130
4.24.	Composante normale (Oz) du champ électrique dans le plan du substrat supérieur sous les toits des IFA.	131
4.25.	Photo du réseau d'alimentation série utilisant quatre tronçons de ligne micro-ruban quart d'onde	133
4.26.	Masque du réseau d'alimentation série basé sur des tronçons de ligne micro-ruban quart d'onde. La conception est réalisée sur un logiciel de conception RF commercial [89].	134
4.27.	Photo du réseau d'alimentation utilisant trois coupleurs hybrides. A droite, version de test montée sur connecteurs coaxiaux de type SMA. A gauche, vue de dessus du réseau.	135
4.28.	Schéma de conception du réseau d'alimentation [87]	136
4.29.	Masque de conception du réseau d'alimentation [87]	136
4.30.	Simulation conjointe du réseau d'alimentation et de la structure rayonnante [87]. I_i sont les courants vers le réseau d'alimentation. I'_i sont les courants vers l'antenne. V_i et V'_i sont les tensions.	137
4.31.	Différences de phase entre les ports successifs de la structure rayonnante calculées sur les ondes entrantes.	138

4.32. Amplitudes aux ports de la structure rayonnante calculées sur les ondes entrantes.	139
4.33. Paramètres S_{i1} représentant la puissance perdue par reflexion à l'entrée (S_{11}) ainsi que par transmission dans les trois résistances du réseau d'alimentation (S_{21} à S_{41})	139
4.34. Simulation et mesure du réseau d'alimentation seul caractérisé selon le montage illustré à la figure 4.27. Les conventions de notations correspondent à la figure (4.30).	141
4.35. Adaptation d'impédance de l'antenne (S_{11})	142
4.36. Gain mesuré (dB) selon deux plans de coupe de l'antenne pour 6 fréquences de 2.2 GHz à 2.7 GHz ainsi que le gain obtenu en simulation à 2.4 GHz.	144
4.37. Rapport axial (dB) inverse mesuré dans le plan de coupe vertical (XOY) de l'antenne pour 6 fréquences de 2.2 GHz à 2.7 GHz ainsi que le gain obtenu en simulation à 2.4 GHz.	145
4.38. Moyenne des gains mesurés dans les deux plans de coupe horizontaux et verticaux entre 2.2 GHz et 2.7 GHz.	145
4.39. A droite, directivité (dBi). A gauche, moyenne du rapport axial (dB). En haut, résultats de simulation. En bas, résultats de mesure. Mesures et simulations sont réalisées pour une fréquence de 2.4 GHz correspondant à la fréquence du maximum de transmission de l'antenne.	147
4.40. Calcul de l'efficacité de l'antenne	148
4.41. Efficacité du réseau obtenue en simulation en fonction de la fréquence selon (4.19).	149
4.42. Courbes de couverture de la M51 calculées à partir des mesures réalisées à 3 fréquences dans son maximum de transmission.	152
4.43. Illustration de l'intégration possible de l'antenne M51 sur un capteur miniature	152
4.44. Vues en perspective d'une intégration possible de l'antenne M51 sur un capteur miniature.	153
4.45. Antenne Quadri-IFA : les antennes IFA sont disposées sur les cotés d'un parallélépipède métallique.	154
4.46. Indication des côtes de l'antenne Quadri-IFA	154
4.47. Quatre configurations de l'antenne Quadri-IFA pour des largeurs différentes.	155
4.48. Influence de l'inclinaison des IFA sur l'isotropie de rayonnement et sur le rapport axial. Quatre stades d'inclinaison sont représentés.	157
4.49. Évolution de la couverture en fonction de l'inclinaison des IFA.	158
4.50. Écart de directivité (trait plein) et Moyenne du rapport axial (Trait pointillé) en fonction de l'inclinaison α des antennes IFA	158
4.51. Adaptation d'impédance : Paramètres S_{11} pour différentes tailles du boîtier	159
4.53. Couplage entre IFA opposées : Paramètres S_{31} pour différentes tailles du boîtier	160
4.52. Couplage entre IFA adjacentes : Paramètres S_{21} pour différentes tailles du boîtier	160
4.54. Diagramme de directivité (dB) pour différentes tailles du boîtier	161
4.55. Diagramme de rapport axial (dB) pour différentes tailles du boîtier	162
4.56. Directivité et rapport axial dans un plan de coupe vertical pour différentes tailles du boîtier	163

4.57. Courbes de couverture pour les quatre tailles de boîtier en réponse à une illumination rectiligne	164
4.58. Courbes de couverture en illumination à polarisation rectiligne.	165
5.1. Mise en oeuvre d'une antenne à double accès	168
5.2. Réception d'une onde incidente de polarisation quelconque sur une antenne à double accès à deux états de polarisation orthogonaux (Cas de deux états de polarisation rectiligne).	170
5.3. Réseau d'alimentation double accès croisé	173
5.4. Le courant est en phase dans les IFA opposées alimentées en opposition de phase	173
5.5. Directivité totale sur chacun des deux accès.	174
5.6. Directivité selon les composantes E_θ et E_ϕ pour les deux accès.	175
5.7. Directivité selon les composantes E_θ et E_ϕ pour les deux accès.	176
5.8. Schéma du réseau d'alimentation croisé à 2 accès simulés. Les ports 1 et 2 sont les accès, les ports 3 à 6 sont reliés aux IFA élémentaires, les ports 7 et 8 représentent les résistances d'isolation des coupleurs hybrides.	177
5.9. Couplage (S_{21}) et adaptation à chaque ports (S_{11} et S_{22}).	178
5.10. Réseau d'alimentation double accès en quadrature	179
5.11. Directivité totale sur chacun des deux accès.	180
5.12. Directivité selon les composantes E_{PCD} et E_{PCG} pour les deux accès.	180
5.13. Diagramme de rayonnement en	181
5.14. Schéma du réseau d'alimentation croisé à 2 accès simulé. Les ports 1 et 2 sont les accès, les ports 3 à 6 sont reliés aux IFA élémentaires, les ports 7 et 8 sont les résistances d'isolation des coupleurs hybrides.	182
5.15. Couplage (S_{21}) et adaptation à chaque ports (S_{11} et S_{22}).	183
5.16. Couvertures pour une illumination en polarisation rectiligne (PR)	184
5.17. Couvertures pour une illumination en polarisation circulaire (PC)	185
A.1. Ellipse de polarisation d'une onde plane dans le plan transverse.	200
A.2. Représentation de l'état de polarisation dans la sphère de poincaré	202
A.3. Angle entre deux états de polarisation dans la sphère de Poincaré.	202
B.1. Routine de calcul du champ lointain à partir d'une distribution de courant	207
B.2. Changement de repère sphérique lors d'une rotation du champ lointain d'un élément : En bleu, la grille d'échantillonnage (θ_i, ϕ_i) selon l'ancien repère. En noir, la grille d'échantillonnage (θ'_i, ϕ'_i) selon le nouveau repère.	208
B.3. Rotation des composantes vectorielles dans la base locale :	209
B.4. Effet d'une translation suivant Ox sur le diagramme de rayonnement d'un dipôle. La couleur représente ici la phase. On distingue à droite des raies caractéristiques de la variation de phase en fonction de la direction. Ces raies rappellent les franges d'interférence en optique.	209
C.1. L'Antenne Sous Test (AST) est illuminée par l'onde plane incidente (OPI) dont la direction et l'inclinaison sont paramétrées par les angles (θ, ϕ, τ) . L'état de polarisation de l'OPI est caractérisé par un angle d'ellipticité ϵ et d'inclinaison τ . (Voir Annexe A)	211
D.2. Condition sur les signaux de sortie du réseau d'alimentation au point de transition avec les sondes des antennes IFA.	221

D.1. Position des sorties du réseau d'alimentation dans le cas de la combinaison de 4 IFA.	222
D.3. L'antenne IFA est excitée par un fil d'alimentation reliant le toit de l'antenne à une ligne micro ruban située sous le substrat.	223
D.4. Topologie de réseau : (a) série, (b) parallèle ou (c) arborescente.	224
D.5. Topologie de réseau en série.	225
D.6. Topologie de réseau en parallèle.	225
D.7. Topologies de réseau en arborescence à deux niveaux.	226
D.8. Topologie de réseau en arborescence utilisant 3 coupleurs hybrides 90° ainsi qu'un tronçon de ligne quart d'onde.	226
D.9. Optimisation conjointe du réseau et de la structure rayonnante.	227
E.1. Principaux dispositifs de capture de mouvement. (a) Marqueurs visuels et cameras vidéo. (b) Capteurs de mouvement miniaturisés intégrant accéléromètres et magnétomètres.	229
E.2. Capture du mouvement humain par un ensemble de capteurs de mouvement miniatures.	230
E.3. Capteur de mouvement <i>StarWatch</i> développé au CEA-LETI	231
E.4. Intégration d'une antenne IFA sur le capteur <i>StarWatch</i>	232
E.5. Adaptation d'impédance de l'antenne (S_{11})	233
E.6. A droite, directivité (dB). A gauche, moyenne du rapport axial (dB). En haut, résultats de simulation. En bas, résultats de mesure. Mesures et simulations sont réalisées pour une fréquence de 2.4 GHz correspondant à la fréquence du maximum de transmission de l'antenne.	234
E.7. Gain mesuré selon les trois plans de coupe principaux de l'antenne (dB). Les traits pleins correspond à la mesure et les traits pointillés à la simulation. 235	
E.8. Gains G_θ et G_ϕ mesurés selon trois plans de coupe principaux de l'antenne (dB). Traits pleins = G_θ en mesure, traits et points = G_θ en simulation, pointillés longs = G_ϕ en mesure et pointillés courts = G_ϕ en simulation.	236

Liste des tableaux

2.1. Tableau de synthèse des caractéristiques physiques ainsi que des bandes passantes des antennes de l'état de l'art	51
3.1. Directivité de couverture pour le corpus de cinq antennes.	68
3.2. Données de sortie du modèle de propagation implémenté d'après Wiesbeck [80, 81].	81
3.3. Paramètres du modèle de canal de Zwick-Wiesbeck utilisés pour l'étude de la couverture effective (Voir [81])	81
4.1. Cahier des charges pour la conception des antennes.	102
4.2. Caractéristiques de rayonnement à chaque étape de la conception	111
4.3. Dimensions du prototype M51 (en millimètres)	119
4.4. Dimensions pour la structure Quadri-IFA.	155

Introduction

Contexte

Les progrès réalisés dans les domaines des micro et nanotechnologies présagent l'apparition de nouvelles applications reposant sur l'utilisation de très petits dispositifs autonomes et communicant sans fil.

Ces dispositifs pourront intégrer des fonctions de détection plus ou moins complexes et auront vocation à être placés sur des objets de toutes sortes de notre vie quotidienne [1], tels que les emballages de produits de grande consommation, les pages de magazines, les voitures, les vêtements, ou encore sur notre propre corps pour des applications de diagnostic médical [2] ou de suivi du mouvement [3, 4].

Ils pourront également être disséminés aléatoirement dans l'environnement. La surveillance de divers paramètres tels que la température, la pression ou la détection de composés chimiques par des capteurs autonomes présents dans des milieux aussi divers que les usines, les habitations, la forêt ou l'atmosphère sont des exemples précurseurs de telles applications [5, 6].

Selon les besoins, ces petits dispositifs seront conçus pour rester en veille et attendre qu'un appareil de lecture passe à leur proximité pour échanger des données ou bien ils pourront s'autoconfigurer en réseau pour échanger, mutualiser, traiter et relayer régulièrement les informations collectées sur leur environnement.

Dans tous les cas, il sera nécessaire d'assurer la communication sans fil entre ces dispositifs. Des communications par liaisons optiques ou par ultrasons sont envisageables. Cependant pour la majorité de ces systèmes, la solution la plus prometteuse et la plus mature technologiquement se révèle être la transmission par ondes radiofréquences.

Au niveau des antennes, ces applications posent de nouveaux défis. Tout d'abord, les contraintes de miniaturisation et d'intégration sont plus fortes que dans les réseaux classiques (Télécoms, WLAN) car les dispositifs sont nettement plus petits. D'autre part, il est nécessaire de garantir la fiabilité de la transmission lorsque les dispositifs communiquent entre eux. Ceux-ci sont amenés à se déplacer les uns par rapport aux autres, à devoir communiquer simultanément dans différentes directions et leurs orientations les uns par rapport aux autres peuvent être totalement indéterminées.

Le champ de notre étude se focalise sur cette seconde problématique tout en prenant en compte les fortes contraintes de miniaturisation et d'intégration spécifiques à ce type d'applications.

Les problèmes concourant à une mauvaise transmission radio entre deux dispositifs peuvent avoir deux origines :

- *L'environnement de propagation* : La propagation des ondes radioélectriques se trouve perturbée par la présence de bâtiments ou d'objets situés aux alentours des dispositifs communicants. Deux phénomènes peuvent être distingués :

- ⇒ *Le masquage* : un obstacle opaque aux ondes radioélectriques s'interpose entre les dispositifs et bloque la transmission radioélectrique. C'est par exemple le cas de la forêt.
- ⇒ *Les atténuations rapides* : l'onde initialement émise par l'émetteur est réfléchi ou diffractée par divers objets ou surfaces présents dans l'environnement de sorte que plusieurs répliques peuvent parvenir simultanément sur le dispositif récepteur et provoquer des interférences destructives. Ce phénomène se produit couramment en milieu urbain.
- *Les antennes* : En raison de limites physiques ou de contraintes liées à leur industrialisation, les antennes n'ont généralement pas les caractéristiques de rayonnement parfaitement adaptées à l'application ou à l'environnement de propagation envisagé. Ainsi par exemple, une antenne dipolaire classique ne rayonne pas dans les directions de son axe. En raison de cette anisotropie de rayonnement, la qualité de la transmission est très dépendante de l'orientation des objets les uns par rapport aux autres.

Notre étude se concentre sur ce dernier aspect et vise à comprendre comment les antennes peuvent être optimisées afin d'améliorer la transmission lorsque les dispositifs sont orientés aléatoirement. Il faut cependant remarquer que le problème se pose différemment selon l'environnement de propagation radio dans lequel on se trouve. De plus, la conception d'une structure d'antenne nécessite d'autres spécifications que la seule donnée de ses caractéristiques de rayonnement. Ces deux raisons nous amèneront donc à nous intéresser à l'environnement de propagation et au contexte applicatif afin de définir précisément nos hypothèses d'étude.

Les problèmes de transmission radio que nous venons d'évoquer, inhérents à l'environnement de propagation ou aux antennes, peuvent être efficacement surmontés par la mise en oeuvre de systèmes à antennes intelligentes. On peut distinguer deux approches :

- Les techniques multi antennes qui apportent des solutions au phénomène d'atténuation rapide par l'utilisation simultanée de plusieurs antennes sur un même objet. Les signaux de chaque antenne sont ensuite recombinaés par des techniques de traitement du signal appropriées [7, 8, 9].
- Les antennes reconfigurables dont les propriétés de rayonnement peuvent être modifiées dynamiquement par une commande agissant sur leur fonctionnement interne. Il est, par exemple, possible de dépointer leur lobe de rayonnement dans la direction de leur interlocuteur ou de commuter leur état de polarisation afin de maximiser le bilan de transmission [10, 11, 12].

Après avoir été introduites dans un premier temps pour les stations de bases et les points d'accès de réseaux locaux, les technologies multi antennes connaissent actuellement un fort développement au niveau des terminaux évolués tels que les téléphones mobiles, les ordinateurs portables ou les assistants personnels. Dans ces applications, les priorités concernent l'augmentation du débit ou du nombre de terminaux utilisés simultanément. Compte tenu de la saturation des bandes de fréquence allouées et du niveau d'optimisation d'ores et déjà atteint en terme d'efficacité spectrale par les systèmes actuels, ces techniques exploitant les caractéristiques spatiales de l'environnement de propagation radio présentent un fort potentiel pour satisfaire ces exigences. Les progrès réalisés mettent progressivement ces technologies d'antennes sophistiquées en adéquation avec les contraintes de dimensions, de coûts et de consommation des terminaux.

En revanche, dans le cas des applications faibles portées, bas débit, bas coût et basse consommation comme c'est le cas pour les applications de réseaux de capteurs sans fil, il

est probable que l'emploi de techniques d'antennes intelligentes ne sera pas possible avant un certain temps [13, 14]. Ceci pour trois raisons :

- *La taille et l'intégration* des capteurs ne les disposent pas toujours à être équipé de systèmes multi antennes.
- *La consommation* supplémentaire induite par les traitements d'antenne peut être préjudiciable à l'autonomie des dispositifs.
- *Le coût et la complexification* introduite par ces technologies peuvent ne pas être acceptables pour ces applications très bas coût.

Il est alors nécessaire d'aborder le problème dans un contexte où seule une solution simple mettant en oeuvre une chaîne de transmission unique est envisageable et de chercher comment optimiser les caractéristiques de rayonnement de l'antenne dans ces conditions.

En résumé, nous envisageons cette étude dans la perspective d'applications bas débit, bas coût, basse consommation utilisant des dispositifs de petites dimensions, telles que les réseaux de capteurs sans fil, la RFID ou les réseaux personnels sans-fils (WPAN). Ces applications imposent aux antennes des contraintes fortes en terme de miniaturisation.

La plus large part de cette étude porte sur des structures d'antennes à accès unique destinées à équiper des objets communicant disposant d'une chaîne de réception unique. Une extension de la réflexion aux cas des multi antennes à deux accès avec utilisation de techniques de traitement d'antennes sera proposée dans un second temps.

Il est à noter que la problématique de la sensibilité de la transmission en fonction de l'orientation des terminaux existe également pour les réseaux cellulaires de téléphonie. Depuis 2001, la certification des téléphones mobiles destinés au marché nord-américain inclue un test évaluant la sensibilité de l'appareil selon l'orientation du téléphone par rapport à la station de base. Il s'agit de la Sensibilité Isotrope Totale ou "Total Isotropic Sensitivity" (TIS) [15, 16]. Un certain nombre de conclusion de la présente étude pourront également s'appliquer au contexte des réseaux cellulaires. Cependant les hypothèses sur l'environnement de propagation ainsi que les contraintes d'intégration sont sensiblement différentes.

Position du problème

Dans le contexte que nous venons d'évoquer, l'objet de cette étude consistera à rechercher des structures d'antenne optimisées afin de permettre la conservation d'un bilan de transmission aussi constant que possible lorsque deux dispositifs communiquent avec des orientations quelconques et changeantes l'un par rapport à l'autre.

Ces antennes rayonnant dans toutes les directions peuvent être désignées sous le nom d'*antenne isotrope* ou *antennes à couverture large*. La définition rigoureuse d'une antenne isotrope sera discutée et définie dans le premier chapitre de ce document (voir section 1.4).

L'emploi de ce type d'antenne se justifie tout particulièrement pour équiper de très petits objets tels que les noeuds constituant les réseaux de capteurs. Ce type d'objet sans être une finalité sera notre référence en ce qui concerne les aspects de miniaturisation et d'intégration.

Nous avons évoqué le fait que les problèmes de transmission radio entre deux objets pouvaient avoir deux origines : l'environnement de propagation ou les caractéristiques

de rayonnement des antennes. Les deux phénomènes ne sont pas indépendants. Lorsque deux dispositifs sont orientés de telle sorte que l'un des deux est vu par l'autre dans une direction mal couverte par son antenne, la transmission est à priori mauvaise. Cependant la présence éventuelle de trajets multiples provenant d'autres directions peut permettre une meilleure transmission que prévu. Inversement dans le cas où les deux récepteurs sont orientés de telle sorte qu'ils se voient dans des directions bien couvertes par leurs antennes, la transmission peut être nulle en raison de trajets multiples en interférences destructives. Il apparaît donc que l'influence du canal de propagation modifie largement la manière d'appréhender les caractéristiques de rayonnement de l'antenne.

L'approche suivie dans cette étude se restreint dans un premier temps au cas où il n'existe qu'un seul trajet prépondérant entre les transmetteurs. Ceci est vrai lorsque les conditions suivantes sont respectées :

- La distance séparant les antennes est petite par rapport à la distance séparant les antennes des obstacles potentiels susceptibles de réfléchir les ondes émises.
- Les antennes sont principalement en visée directe l'une avec l'autre.

De telles conditions sont rencontrées dans le cas des liaisons à courte portée en visée directe, ce qui est le cas dans bons nombres d'applications de réseaux de capteurs.

Organisation du document

Le premier chapitre de ce manuscrit est une introduction aux antennes à couverture large. Diverses applications de ce type d'antennes sont présentées. Les caractéristiques recherchées en terme de rayonnement sont évaluées à partir d'un bilan de puissance. Cependant ces caractéristiques idéales ne sont pas réalisables en raison de limites théoriques. Ces limites théoriques à l'isotropie des antennes sont explicitées.

Le second chapitre présente un état de l'art des antennes miniatures à couverture large. Dans chaque cas, les structures sont exposées, le principe de fonctionnement de leur rayonnement est expliqué puis une simulation électromagnétique est réalisée et les caractéristiques de rayonnement obtenues sont présentées. Finalement, un tableau de synthèse général compare point par point leurs performances et leurs caractéristiques.

Le troisième chapitre a pour but d'établir une métrique par rapport aux caractéristiques recherchées dans le cadre de notre problématique. Après avoir exposé les critères existants pour caractériser l'isotropie d'une antenne et avoir montré leurs limites dans notre contexte, nous proposons un nouveau critère, appelé *fonction de couverture* permettant de comparer rigoureusement les performances de différentes antennes. Les influences des caractéristiques de l'antenne sont ensuite étudiées grâce à ce critère :

- L'ouverture de son diagramme rayonnement.
- Son état de polarisation.
- La variation de la couverture en fonction de la fréquence.

Cette approche est ensuite prolongée afin de prendre en compte un modèle de canal de propagation à multi trajets. L'influence sur la couverture de trois environnements de propagation typiques est étudiée.

Ce chapitre est conclu par une comparaison des antennes de l'état de l'art grâce à la fonction de couverture mise au point dans ce chapitre.

Le quatrième chapitre est consacré à la conception de structure d'antennes isotropes répondant aux besoins de miniaturisation et d'intégration propre aux applications envisagées. Deux structures innovantes sont proposées :

- Une antenne à facteur de forme planaire baptisée *Antenne M51*.
- Une antenne à facteur de forme allongée conçue autour d'un boîtier parallélépipédique, baptisée *Antenne Quadri-IFA*.

Leurs conceptions et leurs principes de fonctionnement sont détaillés. Un prototype est réalisé et les performances obtenues en terme de rayonnement, de couverture, d'efficacité et d'adaptation d'impédance sont exposées.

Le cinquième chapitre propose une extension de la réflexion dans le cas d'antennes à double accès destinées à être utilisées conjointement avec un bloc de recombinaison mettant en oeuvre un algorithme de traitement d'antenne. Les méthodes de caractérisations développées au chapitre 3 sont adaptées à ce contexte et le concept d'antenne isotrope à double polarisation est introduit.

On montre que l'antenne M51 développée au chapitre précédent peut être déclinée en deux versions d'antenne isotrope à double polarisation et permet d'obtenir des performances très intéressantes en terme de couverture.

Enfin le manuscrit se termine par une conclusion récapitulant les principaux résultats de l'étude et présente les perspectives offertes.

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

1.1. Introduction

1.2. Les domaines d'applications

1.2.1. Historique : Le domaine spatial (1960-1980)

La recherche de structures antennaires présentant un rayonnement isotrope a débuté dans les années 60-70 pour des applications spatiales. De telles antennes sont destinées à une utilisation sur les engins spatiaux en orbite, notamment à des fins de commande à distance ou de télémétrie de la surface terrestre.

Le problème qui se pose alors est garder un lien radio constant avec l'engin dont l'orientation peut varier de façon quelconque pendant la transmission [17, 18]. Un cas de figure fréquent en 1980 est celui d'un satellite en rotation sur lui-même. Si l'orientation et la stabilisation de la direction de l'axe de rotation sont maîtrisées, le contrôle de la position angulaire autour de cet axe s'avère plus complexe à mettre en oeuvre. Il est donc intéressant d'équiper le satellite avec une antenne rayonnant aussi uniformément que possible dans toutes les directions. Un exemple d'antenne conçue dans ce but est illustré à la figure 1.1.

Toutes les antennes identifiées [19, 17, 18] qui ont été conçues en réponse à ce problème sont des antennes de grandes dimensions, c'est-à-dire plusieurs fois supérieures à leur longueur d'onde de fonctionnement. Il s'agit principalement de réseaux circulaires uniformes d'antennes imprimées polarisées circulairement. L'uniformité du rayonnement provient de la position précise de chaque antenne patch par rapport aux autres. De ce fait, le principe de fonctionnement ne permet pas de miniaturiser la structure. Pour cette raison et du fait de leur facteur de forme inadapté, elles ne sont pas transposables dans le champ d'application des objets communicants qui nous intéresse plus particulièrement ici.

Cette problématique n'est plus d'actualité aujourd'hui dans le domaine spatial car compte tenu de leur taille, de leur sophistication et des distances de communication à couvrir, des systèmes adaptatifs à dépointage de faisceaux sont généralement utilisés.

1.2.2. Les réseaux de capteurs sans fil

Les réseaux de capteurs sans fil sont constitués par la mise en réseau d'un ensemble plus ou moins vaste de capteurs autonomes de très petites dimensions équipés de diverses fonctions de détection. Chacun de ces capteurs est ainsi capable de récupérer et de traiter des

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

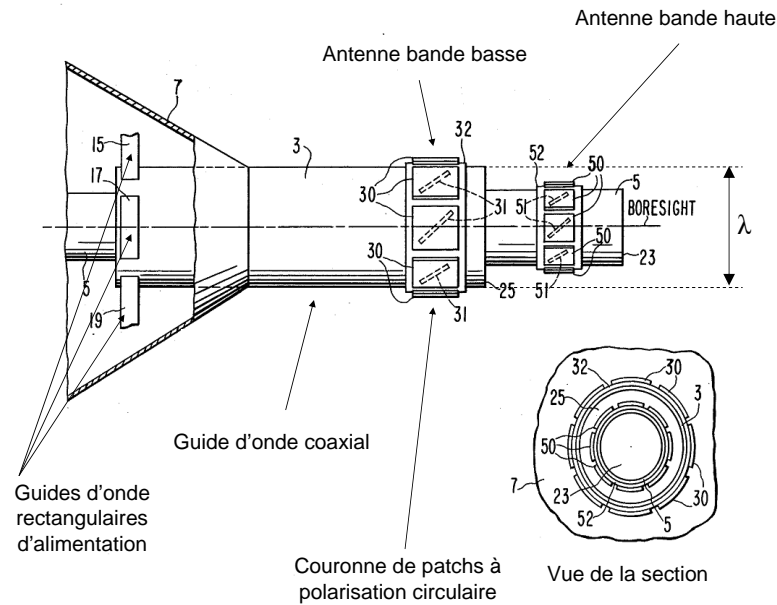


FIG. 1.1.: Antenne quasi-isotrope destinée à équiper un satellite [18]. L'antenne est double bande. Les couronnes d'antennes patch polarisées circulairement permettent de couvrir l'espace en polarisation circulaire. Elles sont alimentées par un guide d'onde coaxial. (λ = longueur d'onde de fonctionnement)

informations sur son environnement local. L'ensemble de ces capteurs communique en réseau sans fil. Ils sont généralement conçus pour fonctionner sur des distances relativement courtes. Les données issues de l'ensemble des capteurs sont récupérées et traitées afin de fournir des informations globales sur la zone de déploiement.

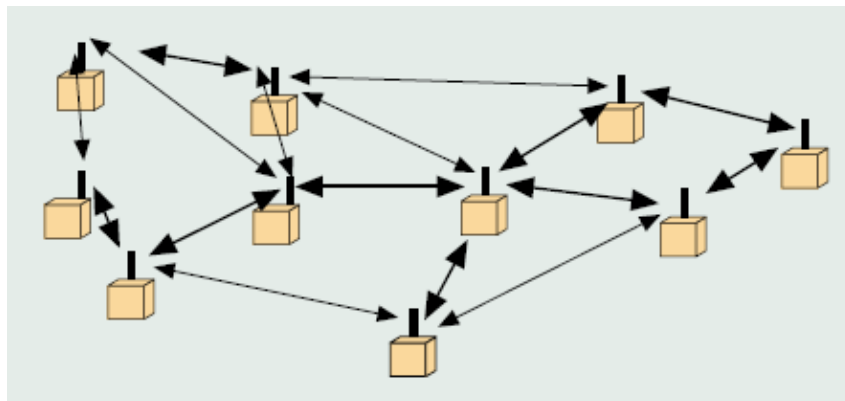


FIG. 1.2.: Réseau de capteurs sans fil

Ces applications peuvent inclure typiquement :

- Les réseaux de capteurs disséminés pour la surveillance des bâtiments, de l'environnement, d'oeuvres d'art ou pour la surveillance de processus industriels.
- La domotique : Interrupteurs, télécommandes, etc.

- Les petits accessoires de la vie courante utilisant typiquement le protocole Bluetooth : les kits mains libres, les souris, les stylos intelligents.

Les applications militaires sont également nombreuses :

- Surveillance du champ de bataille
- Détection d'agents nucléaires, chimiques ou bactériologiques.

Dans ce type d'application, les contraintes en terme de coût, de taille et de consommation sont particulièrement sévères. Une étude des composants intégrés actuellement commercialisés pour les applications de ce type est instructive :

- *Le coût* : Les réseaux étant composés d'un grand nombre de noeuds, la baisse du coût unitaire des capteurs est impératif pour assurer leur rentabilité. Pour la plupart des applications, le coût total devra être très inférieur à 1\$ [5]. En comparaison un module radio Bluetooth revient aujourd'hui à un peu moins de 10\$ et une puce Zigbee coûte entre 1\$ et 5\$.
- *La miniaturisation* : Les contraintes de miniaturisation sont également importantes. A titre d'exemple, les normes Bluetooth et Zigbee fonctionnent dans la bande 2.4-2.5GHz. A cette fréquence, la dimension d'un dipôle demi-onde est de 60mm. Compte tenu des faibles dimensions de l'électronique grâce aux microtechnologies [20, 21] et des progrès réalisés sur les batteries, l'antenne devient l'élément limitant la miniaturisation du capteur. La priorité est donc à la miniaturisation et à l'intégration de l'antenne. Les antennes multiples seront probablement réservées aux futures normes fonctionnant au delà des 40Ghz.
- *La consommation* : Les circuits Bluetooth ou Zigbee actuellement sur le marché [20, 22, 23] consomment autant d'énergie voir plus en mode de réception qu'en mode d'émission, typiquement de 60 à 90 mW. Cela s'explique par le fait que les circuits de réception sont plus complexes que les circuits d'émission et consomment davantage. Les techniques multi antennes exploitant la diversité du canal nécessitent généralement plusieurs chaînes de réception en parallèle et vont donc entraîner une augmentation supplémentaire de leur consommation. Leur mise en oeuvre dépendra donc du gain en consommation réalisé grâce à l'optimisation du lien radio au regard de la consommation, du coût et de l'encombrement supplémentaire qu'ils engendrent. Néanmoins il est évident que plus les contraintes de consommation sont sévères, plus l'efficacité et les caractéristiques de rayonnement de l'antenne seront à optimiser. Contrairement aux applications classiques pour lesquelles il est envisageable de faire un compromis sur les performances de l'antenne au regard d'autres facteurs, il serait illogique pour les applications basse consommation, de faire des efforts poussés afin réduire la consommation des circuits et de perdre ensuite une partie de la puissance dans le bilan de transmission en raison d'une antenne insuffisamment optimisée en efficacité et en rayonnement.

Dans ce contexte, la chaîne de transmission et l'antenne se doivent de rester économique à produire et performante en terme d'efficacité et de rayonnement. Ces contraintes fortes sont considérées en priorité dans notre étude et leur prise en compte va initier notre réflexion.

L'une des raisons pour lesquelles les applications de capteurs sans fil sont prometteuses est la possibilité de déployer l'ensemble des capteurs en les disséminant sur la zone ciblée sans avoir à recourir à une intervention au cas par cas. Par exemple, des capteurs destinés à la surveillance de l'environnement peuvent ainsi être largués par hélicoptère au dessus des zones naturelles à surveiller.

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

Les capteurs se retrouvent alors orientés aléatoirement les uns par rapport aux autres. Ce qui peut poser des problèmes de transmission. Il est alors intéressant de disposer d'antennes dont les caractéristiques de rayonnement permettent d'assurer autant que possible la transmission radio quelles que soient les orientations des capteurs.

1.2.3. La RFID

Le terme RFID pour Radio Frequency IDentification regroupe l'ensemble des technologies permettant l'identification d'objets sans contact. Ses applications dans l'industrie sont très nombreuses. En logistique, elles permettent de suivre les expéditions de marchandises. Dans les supermarchés, elles permettent d'identifier les produits mis en rayon. A terme, elles sont destinées à remplacer l'utilisation des étiquettes à code-barres. L'intervention humaine ne sera alors plus nécessaire pour pointer l'étiquette avec le lecteur comme c'est actuellement le cas avec les code-barres. Les données insérées dans une étiquette RFID peuvent être lues de quelques centimètres à plusieurs mètres de distance par transmission radio [24]. La technologie RFID ne se limite pas à la traçabilité. De nombreuses applications sont envisageables notamment grâce à l'intégration possible sur les étiquettes de fonctions actives ou de capteurs tels que mesure de température, de vibration ou enregistrement d'image.

Différentes technologies sont regroupées sous l'appellation RFID. Selon les systèmes, le type d'étiquette peut inclure ou non une source d'énergie :

- Les étiquettes passives n'incluent pas de source d'énergie, elles sont alimentées par la puissance électrique induite dans l'antenne par le champ électromagnétique généré par le lecteur. La portée de lecteur est de quelques mètres.
- Les étiquettes actives incorporent une batterie leur permettant d'alimenter le circuit lorsque l'antenne est hors de portée du lecteur. Des fonctions plus complexes que la simple identification peuvent ainsi être réalisées. Le signal radio émis par l'étiquette ne dépend pas de la fraction d'énergie qui a été captée en provenance du lecteur. La transmission est donc plus fiable. En contrepartie, la durée de vie de l'étiquette est conditionnée par la batterie et le nombre de cycles d'utilisation. Ces étiquettes sont également plus chères que les versions passives.

Différentes fréquences sont exploitées par les systèmes RFID [25] notamment les bandes ISM à 13.56 MHz, 433 MHz, 900 MHz et 2.5 GHz.

A 13.56 MHz, le lecteur et l'étiquette interagissent principalement en condition de champ proche l'un avec l'autre par couplage inductif. Du point de vue de la conception du système et en particulier des antennes, il s'agit d'une approche différente par rapport à la majorité des applications de télécommunication pour lesquelles émetteurs et récepteurs sont en condition de champ lointain. En particulier les antennes possèdent des caractéristiques très différentes.

Dans les bandes 433 Mhz et 900 Mhz et surtout dans la bande 2.5 GHz, lecteur et étiquettes sont la plupart du temps en champ lointain l'un avec l'autre. L'interaction est surtout de type propagatif. Les antennes utilisées à cette fréquence en RFID partagent un certain nombre de caractéristiques similaires avec les antennes utilisées pour la télécommunication dans les mêmes bandes. Le projet européen IST-MIMOSA auquel contribue le CEA-LETI a pour but de développer le concept d'"intelligence ambiante" grâce à la technologie RFID

à 2.5 GHz. Le terminal de téléphonie mobile est équipé d'un lecteur RFID qui lui permet d'interagir avec divers capteurs ou étiquettes passives placés dans l'environnement.

Un obstacle majeur au développement de la technologie RFID provient des difficultés de lecture qui surviennent lorsque l'étiquette n'est pas correctement orientée par rapport au lecteur [26, 27].

Pour adresser ce problème, différentes solutions sont envisageables :

- Dupliquer les lecteurs afin de lire plusieurs fois les étiquettes sous différentes orientations. Cette solution se concrétise notamment par l'utilisation de portiques où deux ou trois lecteurs sont disposés autour de la zone de lecture. De telles approches ont été développées au sein du Laboratoire de Conception et d'Intégration des Systèmes à l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Systèmes Industriels Avancés (LCIS-ESISAR) ainsi qu'au CEA-LETI autour de systèmes à 13.56 MHz. Ceci impose néanmoins un système de lecture de dimension encombrante qui ne convient pas pour bon nombre d'applications.
- Orienter les étiquettes selon une direction définie préalablement à l'opération de lecture. Ceci est par exemple envisageable sur une chaîne d'expédition de colis où ces derniers défilent successivement sur tapis roulant. Ce n'est par contre pas envisageable lorsqu'il s'agit de scanner un caddy de supermarché dans lequel les produits sont orientés aléatoirement.

Lorsqu'aucune de ces approches ne convient et que l'application nécessite une grande fiabilité en terme de taux de lecture, l'utilisation de la RFID se trouve compromise. Dans ce contexte, la recherche de structures d'antenne permettant de résoudre ce problème est très active.

1.2.4. Applications à 60 GHz

Le domaine des 60 GHz offre une vaste bande de fréquence déréglementée et libre de droit :

- de 59 à 66 GHz en Europe et au Japon
- de 57 à 64 GHz aux US

Avec 7 GHz de bande disponible dont 5 GHz utilisables dans le monde entier, de nombreuses applications haut débit sont envisageables. Les recherches concernant la transmission radio à 60 GHz ont été initiées depuis de longues années pour des applications militaires ou spatiales, notamment les liens très haut débit entre satellites. Jusqu'à récemment, le coût prohibitif des équipements rendait cette bande de fréquence inaccessible pour les applications civiles. Depuis quelques années, les progrès réalisés dans les technologies semiconducteurs permettent d'envisager la réalisation de transmetteurs complètement intégrés à un coût compatible avec besoins du marché grand public [28, 29].

1.2.4.1. Applications

Réseaux sans fil personnels La bande 60 GHz convient particulièrement aux applications de réseaux personnels à très haut débit. Une liaison radio 60 GHz peut être utilisée pour remplacer divers câblages universellement utilisés aujourd'hui. Il s'agit par exemple des normes filaires telles que Gigabit Ethernet, USB 2.0 ou IEEE 1394 dont les débits,

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

compris entre 480 Mb/s et 1 Gb/s, n'étaient alors pas à la portée des bandes libres inférieures à 10 GHz. Les réseaux personnels haut débit permettront d'interconnecter entre eux différents équipements électroniques tels que ordinateurs portables, caméras numériques, PDA, écrans, vidéoprojecteurs, etc.

La première application grand public 60 GHz à voir le jour pourrait être la connexion sans fil d'équipement TV-HD. Tout comme la prise péritel, actuellement utilisée pour connecter les équipements vidéo analogiques, le standard HDMI (Hight-Définition Multimedia Interface) est utilisé pour l'interconnection des équipements TV-HD. La spécification d'une norme HDMI sans fil utilisant la bande de fréquence des 60 GHz est à l'étude actuellement, elle permettrait d'atteindre un débit de 5 GB/s sur une liaison point à point de quelques mètres et pourrait ainsi remplacer le câble. Sa commercialisation serait prévue pour 2008.

Liaison point à point entre bâtiments La bande 60 GHz est également utilisée pour les liaisons radio point à point haut débit afin d'interconnecter les réseaux de données de différents bâtiments entre eux. Bien que la technologie soit d'ores et déjà disponible à l'heure actuelle, les équipements restent très onéreux. La baisse du prix des transmetteurs permettra une utilisation de ces solutions à plus grande échelle.

1.2.4.2. Propagation

Les propriétés électromagnétiques des matériaux s'avèrent très différentes à 60 GHz par rapport aux fréquences inférieures à la dizaine de GHz. Il n'est donc pas possible de transposer directement les systèmes de communication existants aux fréquences plus basses vers la bande 60 GHz.

- En extérieur, l'absorption par l'oxygène (10-15 dB/km) ne permet pas l'établissement de communications à longue distance. Comme nous l'avons vu ci-dessus, les communications point à point sur quelques centaines de mètres sont cependant prometteuses. Un inconvénient lors de l'utilisation en extérieur, est la très forte atténuation provoquée par la pluie qui rend ce type de liaison indisponible en fonction des conditions météorologiques.
- En intérieur, l'atténuation des murs, plafonds et fenêtres ne permet pas la transmission entre deux pièces. L'isolation des pièces permet en revanche une meilleure réutilisation spectrale et garantit la confidentialité des transmissions. Les coefficients de réflexion des matériaux typiquement utilisés pour la construction d'un bâtiment, sont de l'ordre de -3.5 à -10 dB [30]. De sorte que, lorsqu'il existe, le trajet direct est prépondérant devant les trajets indirects. D'autre part il semble que l'utilisation de la polarisation circulaire permette de diminuer efficacement les trajets secondaires ayant subi une réflexion. En effet, celle-ci subit une inversion de sens au cours de la réflexion. La réception d'un sens de polarisation unique permet donc de filtrer les trajets indirects par rapport au trajet direct. Ce phénomène est mis en évidence dans [31, 32]. Dans notre contexte, l'effet de la polarisation sur la transmission sera étudié à la section 1.3.4 de ce chapitre. L'annexe A est également consacré aux concepts de base de la polarisation d'une onde plane.

De nombreux objets communicants de toute taille, pour tout type d'utilisation seront vraisemblablement amenés à se connecter sur des réseaux personnels haut débit à 60 GHz. Les problèmes de transmission entre dispositifs dus à leur orientation devront être

résolus. L'utilisation d'antennes à rayonnement isotrope, capables de transmettre en visée directe vers le dispositif interlocuteur quelque soit leur orientation, est donc susceptible de fournir une solution à ce problème.

Dans un contexte de transmission très haut débit à 60 GHz, un aspect limite néanmoins les possibilités d'utilisation de telles antennes. La présence de trajets multiples dus aux réflexions et diffractions sur les murs et objets affectent fortement la transmission.[31, 32] Les trajets indirects dont les temps de parcours sont différents, provoquent un étalement temporel du signal reçu. Etant donné la longueur d'onde de l'ordre du millimètre comparée aux dimensions typique d'une pièce de l'ordre de quelques mètres, ceci génère des interférences inter symboles qui limite le débit. D'une manière générale, plus le trajet direct est prépondérant devant les trajets secondaires, plus l'étalement est faible. Une solution consiste alors à utiliser des antennes très directives qui pointent dans la ligne de visée directe, filtrant ainsi les trajets secondaires. A 60 GHz, la réalisation de réseaux d'antennes directifs à dépointage commandés électroniquement est parfaitement envisageable avec de petites dimensions compatibles avec les objets communicants visés.

1.2.5. Conclusion

Les applications qui viennent d'être présentées aux sections 1.2.2 et 1.2.3 ont en commun l'utilisation d'un ou de plusieurs dispositifs autonomes de petite dimension. Pour assurer leur fonction, ces dispositifs autonomes sont amenés à communiquer soit avec des dispositifs homologues soit avec une ou plusieurs stations de base. Les dispositifs peuvent être orientés de façon totalement aléatoire par rapport à leur interlocuteur, ils peuvent être en rotation et en déplacement plus ou moins rapide les uns par rapport aux autres.

L'objet de notre étude est de caractériser rigoureusement ce type de problématique et de choisir ou de concevoir une structure d'antenne au rayonnement optimisé afin que les performances en terme de transmission soient indépendantes de l'orientation ou de l'inclinaison des capteurs les uns par rapport aux autres. Il est également nécessaire de tenir compte des impératifs de facteurs de forme et d'intégration sur les objets communicants.

1.3. Les caractéristiques de rayonnement recherchées

L'objectif central de l'étude est l'optimisation des caractéristiques de rayonnement des antennes afin de garantir un bilan de transmission constant quelles que soient l'orientation et l'inclinaison des antennes les unes par rapport aux autres. Dans cette section, nous cherchons à déterminer analytiquement les caractéristiques de rayonnement d'antenne permettant de parvenir à cet objectif.

1.3.1. Scénario de propagation et hypothèses

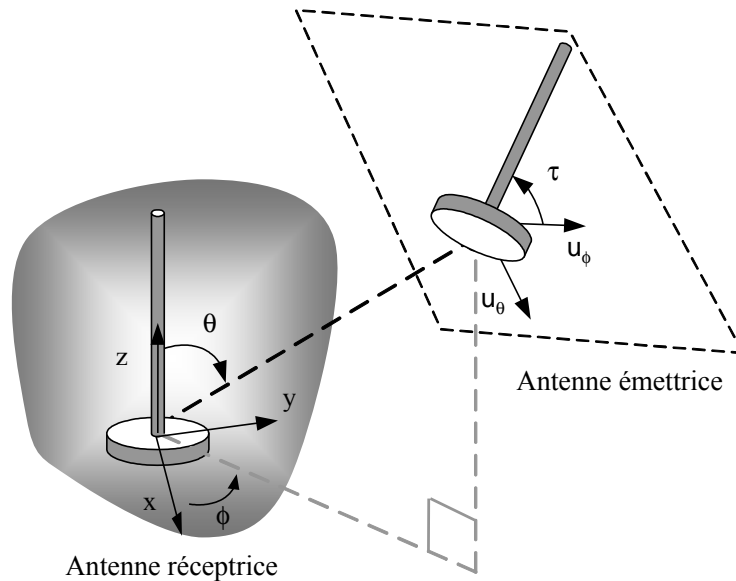


FIG. 1.3.: Scénario de communication envisagé : les antennes émettrices et réceptrices sont orientées aléatoirement l'une par rapport à l'autre. Par symétrie du problème, le repère (O, x, y, z) est disposé de telle sorte que O soit le centre de phase de l'antenne réceptrice.

Il convient tout d'abord de spécifier un scénario géométrique de communication entre les deux antennes. Nous choisissons initialement le modèle d'interaction le plus simple :

- Les deux antennes sont en visée directe l'une avec l'autre. C'est à dire qu'aucun obstacle ne s'interpose entre elles.
- Elles sont en condition de champ libre. C'est à dire qu'il n'existe pas de trajets indirects via des réflexions ou des diffractions dans l'environnement séparant les deux antennes.

Les antennes sont supposées passives. En vertu du principe de réciprocité, une permutation des rôles ne modifiera pas les conclusions. Le problème étant symétrique, il est possible de raisonner uniquement sur l'une des antennes sans perte de généralité.

Le scénario et les notations sont représentés à la figure 1.3. On se place dans le référentiel lié à l'antenne de réception. L'objectif est de garder un bilan de transmission en puissance aussi constant que possible quelles que soient la position et l'orientation de l'antenne d'émission. La direction d'arrivée du trajet direct est exprimée par les angles θ et ϕ .

Dans la réalité, les surfaces telles que les murs ou les façades de bâtiments peuvent réfléchir les ondes issues de l'antenne émettrice. De même, les nombreux objets qui nous entourent peuvent diffracter ou diffuser ces ondes. Dans la plupart des cas, l'antenne réceptrice reçoit donc un signal en provenance de multiples directions. Il est alors compliqué d'établir un bilan de puissance réaliste en fonction des orientations des deux antennes.

- Dans bon nombre d'environnements, l'onde empruntant le trajet direct est prédominant devant les ondes issues des trajets indirects. Ceux-ci peuvent donc être négligés au profit du seul trajet direct. Une telle hypothèse semble réaliste dans la mesure où les antennes

sont en visée directe l'une de l'autre et où la distance typique entre les obstacles et les antennes est supérieure à la distance séparant les deux antennes.

- Dans le cas où les trajets indirects sont du même ordre de grandeur que le trajet direct, l'approche développée ici n'est plus valable. Il paraît alors difficile de traiter le problème analytiquement. Une étude par simulation présentant l'influence d'un canal de propagation à multi trajet sera l'objet de la section 3.4.

1.3.2. Bilan de transmission

Une antenne est un transducteur dont la fonction est de transmettre le signal électromagnétique injectée au port d'alimentation sous forme d'ondes électromagnétiques dans l'espace. Celles-ci se propagent dans des directions spécifiques à l'antenne sous la forme d'ondes sphériques. Lorsqu'une onde atteint l'antenne de réception, une partie de sa densité de puissance est captée puis convertie en un signal électromagnétique transmis via le port de sortie de l'antenne vers le récepteur. L'antenne de réception ne récupère au mieux que la puissance qui traverse sa surface effective. La plus grande partie de la puissance initiale est perdue dans l'espace, il s'agit des pertes de propagation.

L'objectif de cette section est d'exprimer le bilan de transmission reliant P_r la puissance reçue à l'antenne de réception à P_t la puissance émise à l'antenne d'émission.

La relation exprimant le bilan de transmission en puissance entre deux antennes est connue sous le nom de formule de Friis [33, p88][34, 35] :

$$\frac{P_r}{P_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_r G_t \quad (1.1)$$

G_t et G_r sont les gains effectifs, r est la distance séparant les antennes et λ est la longueur d'onde.

Cette relation est cependant issue d'un modèle simplifié qui ne prend pas en compte les états de polarisation des antennes et des ondes émises ou reçues. Dans cette section, le calcul complet du bilan de transmission est effectué en prenant en compte ces derniers.

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

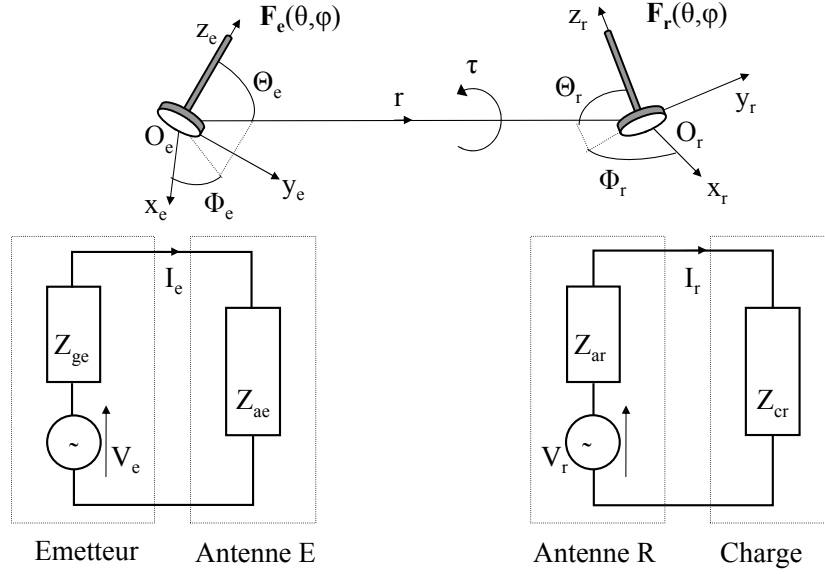


FIG. 1.4.: Modélisation d'un scénario de transmission entre une antenne émettrice (1) et une antenne réceptrice (2)

La figure 1.4 illustre le scénario de transmission entre les deux antennes. Les antennes sont modélisées par un schéma électrique équivalent et leurs positions l'une par rapport à l'autre sont déterminées par les angles θ_E , ϕ_E , θ_R , ϕ_R dans les repères sphériques respectifs $R_E(O_E, x_E, y_E, z_E)$ et $R_R(O_R, x_R, y_R, z_R)$ dans lesquels sont connus leur vecteurs de rayonnement \vec{F}_E et \vec{F}_R . La distance r est suffisante pour que chaque antenne soit en champ lointain l'une par rapport à l'autre.

Interaction entre antenne d'émission et antenne de réception

L'interaction entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception peut s'exprimer grâce aux hauteurs effectives des antennes. La tension V_R induite au port de l'antenne R lorsque l'on fournit un courant I_E au port de l'antenne E s'exprime par la relation A.9

$$V_R = jkZ_0 \cdot \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \cdot \vec{h}_E(\theta_E, \phi_E)^* \cdot \vec{h}_R(\theta_R, \phi_R) \cdot I_E \quad (1.2)$$

h_E et h_R sont les hauteurs effectives des deux antennes. La hauteur effective d'une antenne est définie à l'équation (A.7) de l'annexe A.

Puissance émise par l'antenne d'émission

La puissance émise par l'antenne d'émission en fonction du courant qui la traverse est donnée par :

$$P_E = \frac{1}{2} \text{Re}(V_{ae} \cdot I_e^*) = \frac{R_{ae}}{2} |I_e|^2 \quad (1.3)$$

V_{ae} est la tension aux bornes de l'antenne d'émission et R_{ae} est la partie réelle de l'impédance de l'antenne d'émission (Voir figure (1.4)).

Puissance reçue par la charge de réception

1.3. Les caractéristiques de rayonnement recherchées

La puissance P_R reçue par la charge Z_{cr} connectée à la sortie de l'antenne réceptrice s'exprime par :

$$P_R = \frac{1}{2} Re(V_{cr} \cdot I_r^*) \quad (1.4)$$

V_{cr} est la tension aux bornes de la charge Z_{cr} et I_r est le courant la traversant.

En se basant sur le schéma électrique équivalent du circuit de réception de la figure 1.4, les relations suivantes peuvent être établies entre courant et tensions :

$$\begin{aligned} V_{cr} &= Z_{cr} \cdot I_r \\ V_r &= (Z_{ar} + Z_{cr}) \cdot I_r \end{aligned} \quad (1.5)$$

D'autre part l'impédance de charge peut être décomposée en partie résistive et réactive par :

$$Z_{cr} = R_{cr} + jX_{cr} \quad (1.6)$$

En injectant les relations 1.5 dans 1.4, la puissance reçue par la charge peut être exprimée en fonction de la tension en circuit ouvert au port de l'antenne par :

$$P_R = \frac{R_{cr}}{2|Z_{ar} + Z_{cr}|^2} |V_r|^2 \quad (1.7)$$

Bilan de puissance

Le bilan de puissance entre la puissance émise P_E et la puissance reçue P_R peut être exprimé en utilisant les relations A.9, 1.3 et 1.7 :

$$P_R = \frac{Z_0^2 k^2}{16\pi^2 r^2} \cdot \frac{R_{cr}}{R_{ae} |Z_{ar} + Z_{cr}|^2} \cdot \left| \vec{h}_E(\theta_E, \phi_E)^* \cdot \vec{h}_R(\theta_R, \phi_R) \right|^2 P_E \quad (1.8)$$

Cette expression fait intervenir le produit scalaire des hauteurs effectives des deux antennes. Celui-ci traduit le phénomène de désadaptation de polarisation. Celui-ci peut être caractérisé par le facteur d'adaptation de polarisation (Polarization Loss Facteur ou *PLF* en anglais) :

$$PLF(\theta_E, \phi_E, \theta_R, \phi_R) = \frac{\left| \vec{h}_E(\theta_E, \phi_E)^* \cdot \vec{h}_R(\theta_R, \phi_R) \right|^2}{\left| \vec{h}_E(\theta_E, \phi_E) \right|^2 \cdot \left| \vec{h}_R(\theta_R, \phi_R) \right|^2} \quad (1.9)$$

Du fait de la nature transverse des ondes planes électromagnétiques, les vecteurs \vec{h}_E et \vec{h}_R sont coplanaires dans un plan normal à la direction de la ligne de visée. Une rotation de l'un par rapport à l'autre dans ce plan va modifier la valeur de leur produit scalaire. Ceci explique pourquoi le *PLF* est dépendant de l'inclinaison entre les antennes. La section 1.3.4 est consacrée à son étude.

Finalement, le bilan de transmission 1.8 peut s'exprimer sous la forme :

$$P_R = e_{ch} \cdot G_R(\theta_R, \phi_R) \cdot PLF(\theta_E, \phi_E, \theta_R, \phi_R) \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r}\right)^2 \cdot G_E(\theta_E, \phi_E) \cdot P_E \quad (1.10)$$

G_E et G_R sont les gains des antennes et e_{ch} est le facteur d'adaptation d'impédance de charge.

1.3.3. Isotropie en puissance

La relation 1.10 montre que pour avoir un bilan de transmission indépendant de la direction de la ligne de visée, les gains des antennes d'émission et de réception, respectivement G_E et G_R doivent être invariant en fonction des angles (θ_E, ϕ_E) et (θ_R, ϕ_R) respectivement.

Cela signifie que les antennes doivent rayonner avec une densité de puissance égale dans toutes les directions de l'espace.

Nous introduisons donc la notion d'*isotropie en puissance* à laquelle nous nous référons dans l'ensemble de cette étude.

L'isotropie en puissance d'une antenne est sa qualité à émettre ou recevoir avec une densité de puissance égale dans toutes les directions de l'espace.

Nous verrons à la section 1.4 qu'une antenne idéalement isotrope en puissance n'existe pas. Nous détaillerons ce point en présentant la littérature existante sur cet aspect.

Il existe cependant différents types de structures s'en approchant fortement. Celles-ci seront présentées au chapitre 2.

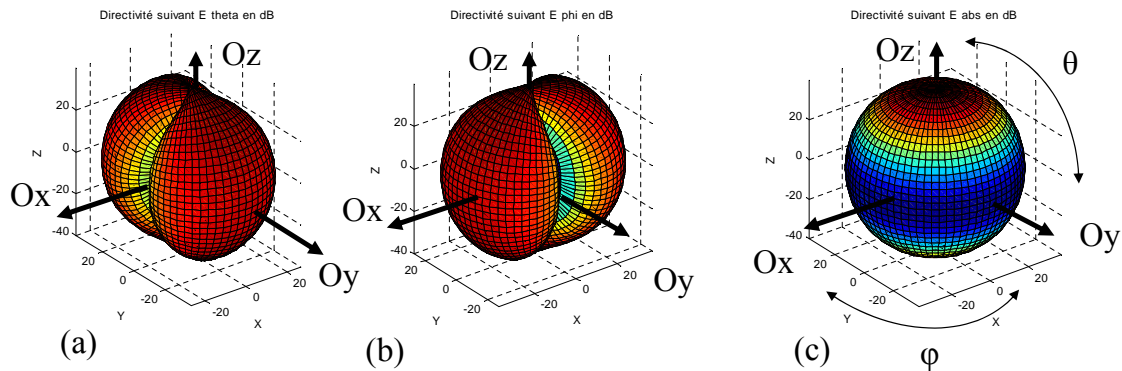


FIG. 1.5.: Exemple d'un diagramme de rayonnement quasiment isotrope en puissance et ayant des composantes E_θ et E_ϕ dépendantes de (θ, ϕ) (Voir section 2.1.2)

A titre d'exemple, on présente à la figure 1.5 un diagramme de rayonnement quasiment isotrope en puissance. La densité de puissance émise dans une direction donnée est proportionnelle à la somme quadratique des composantes de l'onde émise dans cette direction. D'après [33], celles-ci s'expriment par :

$$P = \frac{1}{2Z_0} (|E_\theta|^2 + |E_\phi|^2) \quad (1.11)$$

Une antenne peut donc être isotrope en puissance tout en ayant des diagrammes de rayonnement selon E_θ et E_ϕ fortement dépendants en (θ, ϕ) . Un tel exemple est donné à la figure 1.5. Les densités de puissance prises selon les deux composantes sphériques u_θ et u_ϕ ainsi que la densité de puissance absolue sont représentées. Cet exemple peut s'interpréter au regard de la relation 1.11 en constatant que lorsque l'on tourne autour du diagramme en faisant varier θ à ϕ constant, on transfère la puissance tantôt dans la composante E_θ tantôt dans la composante E_ϕ mais de telle sorte que la puissance totale reste constante.

1.3.4. Uniformité de la polarisation

La problématique de garder la puissance transmise constante "quelle que soit l'inclinaison" conduit à étudier la polarisation du champ lointain. Les principaux éléments de théorie concernant la polarisation d'une onde électromagnétique sont rappelés à l'annexe A.

L'objectif des sections suivantes est de comprendre comment l'inclinaison entre les antennes influe sur le bilan de transmission du fait de la désadaptation de polarisation. Les stratégies envisageables pour minimiser cette influence sont ensuite présentées.

1.3.4.1. Facteur de polarisation en fonction de l'inclinaison

Le facteur d'adaptation de polarisation apparaît dans le bilan de transmission 1.10. Il est défini par l'équation 1.9 que l'on rappelle ici :

$$PLF(\theta_e, \phi_e, \theta_r, \phi_r) = \frac{|\vec{h}_e(\theta_e, \phi_e)^* \cdot \vec{h}_r(\theta_r, \phi_r)|^2}{|\vec{h}_e(\theta_e, \phi_e)|^2 \cdot |\vec{h}_r(\theta_r, \phi_r)|^2} \quad (1.12)$$

\vec{h}_e et \vec{h}_r sont les hauteurs effectives des antennes d'émission et de réception respectivement.

Le facteur d'adaptation de polarisation peut s'exprimer indifféremment en fonction des champs électriques ou des vecteurs unitaires de polarisation caractérisant le rayonnement des antennes :

$$PLF = \frac{|\vec{h}_e^* \cdot \vec{h}_r|^2}{|\vec{h}_e|^2 \cdot |\vec{h}_r|^2} = \frac{|\vec{E}_e^* \cdot \vec{E}_r|^2}{|\vec{E}_e|^2 \cdot |\vec{E}_r|^2} = |\hat{\rho}_e^* \cdot \hat{\rho}_r|^2 \quad (1.13)$$

Le vecteur unitaire de polarisation est défini à l'équation (A.4) de l'annexe A.

Dans cette relation, les champs de l'antenne émettrice et de l'antenne réceptrice sont pris dans la direction de la ligne de visée directe, respectivement en (θ_E, ϕ_E) et en (θ_R, ϕ_R) conformément aux notations de la figure 1.4.

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

Le facteur d'adaptation de polarisation exprimé par les équations 1.13 est l'autocorrélation des champs lointains des deux antennes pris respectivement aux points (θ_e, ϕ_e) et (θ_r, ϕ_r) . Il est maximum, égal à 1, lorsque les deux vecteurs sont colinéaires et s'annule lorsque ceux-ci sont orthogonaux.

Le point qui nous intéresse particulièrement est la mise en évidence explicite de la dépendance en τ dans le bilan de transmission 1.10. τ étant l'angle d'inclinaison entre les deux antennes.

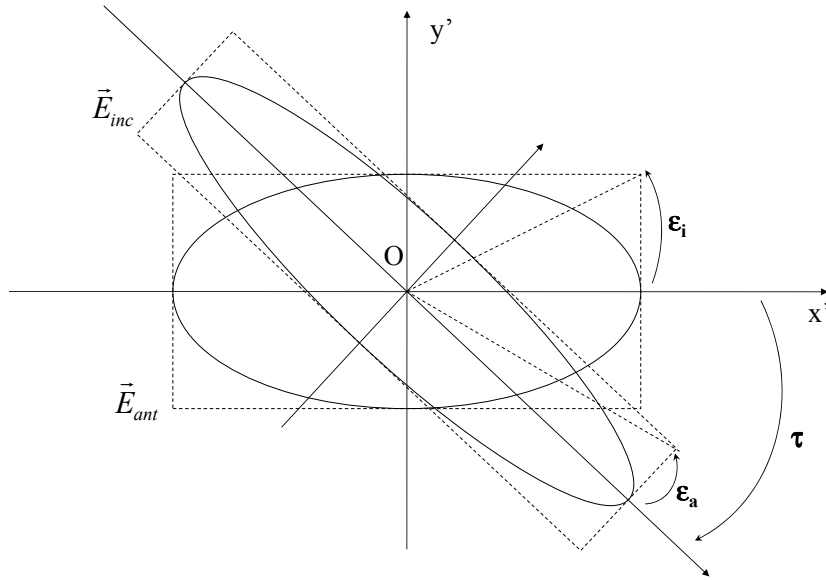


FIG. 1.6.: Schéma et notation utilisée pour le calcul analytique du facteur d'adaptation en fonction des angles d'ellipticités ϵ_e et ϵ_r et de l'angle d'inclinaison entre les deux grands axes des ellipses

La figure 1.6 illustre la configuration et les notations utilisées. Le repère (O, x', y') est situé dans le plan normal à la direction de propagation $OEOR$ (cf. figure 1.4). Les axes Ox' et Oy' peuvent être choisis de telle sorte qu'ils coïncident avec le grand axe de l'ellipse du champ lointain E_e provenant de l'antenne E. Il s'agit donc de l'angle relatif entre les grands axes des deux ellipses.

Le formalisme de Jones [36] permet d'exprimer sous forme vectorielle les états de polarisation des champs lointains pour les antennes E et R :

$$E_e = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon_e) \\ i \sin(\epsilon_e) \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

$$E_r = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon_r) \\ i \sin(\epsilon_r) \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

La matrice rotation d'angle s'exprime par :

$$Rot_\tau = \begin{bmatrix} \cos(\tau) & \sin(\tau) \\ -\sin(\tau) & \cos(\tau) \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

Par la relation 1.13, on peut alors calculer le facteur de polarisation en fonction des angles d'ellipticité ϵ_e et ϵ_r et d'inclinaison τ . Les vecteurs de champs ainsi que la matrice de rotation sont normalisés, ce qui élimine le dénominateur. On obtient :

$$PLF(\epsilon_r, \epsilon_e, \tau) = |E_r^*(\epsilon_r) \cdot Rot_\tau(\tau) \cdot E_e(\epsilon_e)|^2 \quad (1.17)$$

On développe les expressions de chaque composante, on calcule le produit scalaire et on simplifie par les relations usuelles de trigonométrie. Ce calcul est traité en détail au sein de l'annexe (C). Ceci nous donne l'expression simplifiée :

$$PLF(\epsilon_r, \epsilon_e, \tau) = \frac{1}{2} [1 + \sin(2\epsilon_r) \sin(2\epsilon_e) + \cos(2\epsilon_r) \cos(2\epsilon_e) \cos(2\tau)] \quad (1.18)$$

La puissance varie sinusoidalement en fonction de l'inclinaison entre les deux antennes avec une amplitude d'autant plus grande que les deux champs deviennent rectilignes.

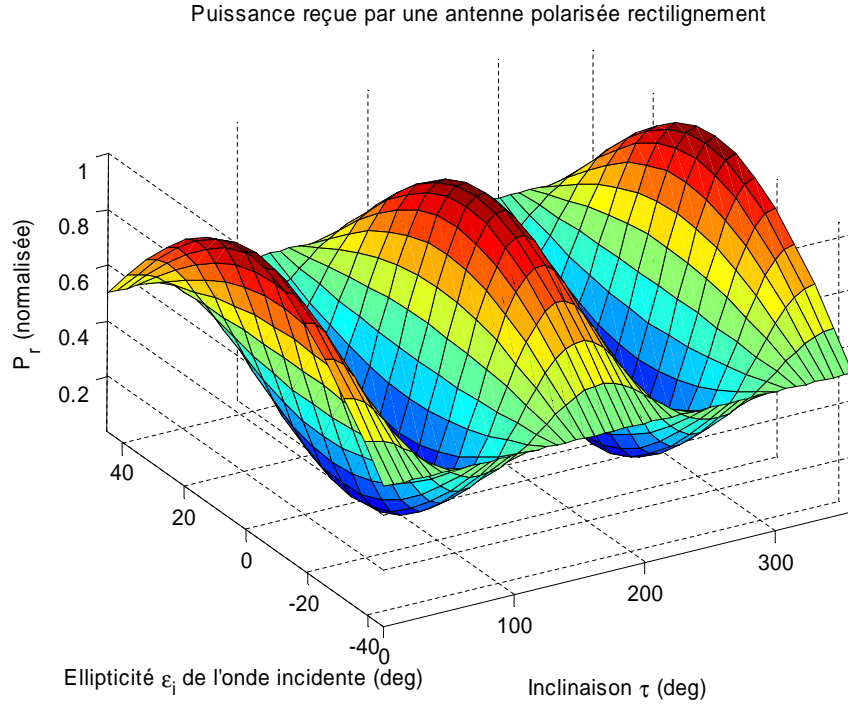


FIG. 1.7.: Représentation du facteur d'adaptation de polarisation pour les différents états de polarisation de l'onde incidente.

La figure 1.7 illustre graphiquement la variation du PLF en fonction de l'ellipticité ϵ_e et de l'inclinaison τ pour une antenne polarisée rectilignement, c'est à dire lorsque $a = 0$. On peut y retrouver les remarques énoncées ci-dessus.

1.3.4.2. Conditions permettant d'obtenir une transmission indépendante de l'inclinaison

Nous revenons à l'équation 1.18 exprimant le facteur de désadaptation de polarisation en fonction des ellipticité des antennes d'émission et de réception :

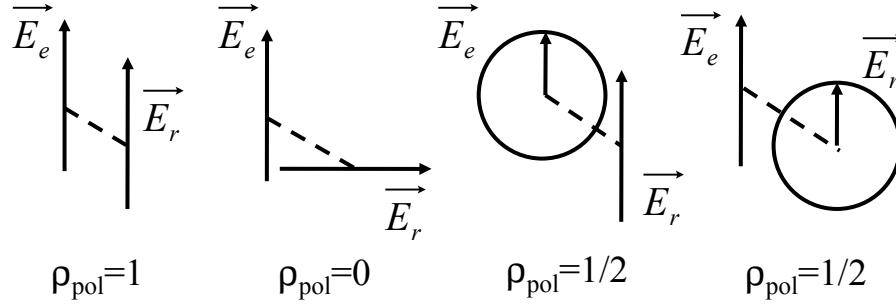


FIG. 1.8.: Exemple d'interactions et coefficients d'adaptation de polarisation correspondants

$$PLF(\varepsilon_r, \varepsilon_e, \tau) = \frac{1}{2} [1 + \sin(2\varepsilon_r) \sin(2\varepsilon_e) + \cos(2\varepsilon_r) \cos(2\varepsilon_e) \cos(2\tau)] \quad (1.19)$$

La figure 1.8 illustre graphiquement différents cas d'interaction présentant des états de polarisation différents.

Condition nécessaire et suffisante pour être indépendant de l'inclinaison τ

Pour annuler le terme dépendant de τ , il est nécessaire et suffisant d'avoir :

$$\epsilon_e = \pm\pi/4 \text{ ou } \epsilon_r = \pm\pi/4$$

Cela signifie que lorsque l'une des deux antennes émet en polarisation circulaire, la transmission est indépendante de l'inclinaison τ et ceci quelle que soit la polarisation de l'autre antenne.

Réception d'une onde à polarisation circulaire

Plaçons nous dans le cas où l'antenne de réception possède un état de polarisation circulaire et discutons de l'état de polarisation optimal de l'antenne émettrice.

Nous fixons à l'émission $\epsilon_e = \pi/4$ (Polarisation circulaire gauche) et étudions les choix possibles à la réception pour ϵ_r .

$$PLF(\varepsilon_r, \tau) = \frac{1}{2} [1 + \sin(2\varepsilon_r)] \quad (1.20)$$

$\epsilon_r = \pi/4$	Polarisation circulaire gauche : $PLF = 1$. Il n'existe pas de pertes dues à la désadaptation de polarisation et la transmission est invariante par rapport à l'inclinaison τ . Il s'agit du cas optimal.
$0 < \epsilon_r < \pi/4$	Polarisation elliptique gauche : $1/2 < PLF < 1$. Des pertes existent mais ce cas est favorable.
$\epsilon_r = 0$	Polarisation rectiligne : $PLF = 1/2$. La moitié de la puissance est reçue.

$-\pi/4 < \epsilon_r < 0$	Polarisation elliptique droite : $0 < PLF < 1/2$. La majorité de la puissance est perdue. Il s'agit d'un cas défavorable.
$\epsilon_r = -\pi/4$	Polarisation circulaire droite : $PLF = 0$. La transmission est nulle quelle que soit l'inclinaison de τ . Il s'agit du cas le plus défavorable.

Par symétrie de la relation 1.19, des conclusions similaires peuvent être tirées pour une émission en polarisation circulaire gauche. La discussion doit être reprise en changeant le signe de ϵ_r et en remplaçant le terme “droite” par “gauche”.

Statégie 1 : La stratégie optimale pour transmettre en s'affranchissant de l'inclinaison consiste à émettre et recevoir avec une polarisation circulaire de même sens. $PLF = 1$, toute la puissance transmise est alors reçue.

Cependant, cette stratégie nécessite de choisir le même sens de polarisation à l'émission et à la réception. En effet dans le cas où les sens de polarisation sont opposés, la transmission devient nulle.

Or, en pratique, il peut s'avérer difficile de garantir le sens de la polarisation circulaire utilisée pour deux raisons :

1. Nous verrons au chapitre 2 que l'une des structures d'antenne représentant le meilleur compromis entre uniformité de polarisation circulaire et isotropie en puissance, à savoir la combinaison de deux dipôles en croix alimentés en quadrature de phase, rayonne en polarisation circulaire gauche dans un hémisphère et à polarisation circulaire droite dans l'autre hémisphère. Selon l'orientation de l'antenne, une onde incidente polarisée circulairement ne sera pas reçue.
2. Lorsqu'une onde polarisée circulairement subit une réflexion contre un obstacle métallique, son sens de rotation s'inverse. Ainsi dans un environnement de propagation comportant des obstacles entre l'émetteur et le récepteur, une onde émise en polarisation circulaire gauche peut être reçue en polarisation circulaire droite. L'utilisation de deux antennes à polarisation circulaire de même sens peut alors ne pas être optimal sous certaines conditions.

Statégie 2 : Une stratégie plus robuste aux problèmes d'inversion de polarisation circulaire consiste à émettre en polarisation circulaire et à recevoir en polarisation rectiligne. Quel que soit le sens de rotation de la polarisation circulaire transmise, $PLF = 1/2$, c'est à dire que la moitié de la puissance est reçue tout en en s'affranchissant de l'inclinaison.

Cette stratégie présente cependant l'inconvénient de ne recevoir dans le meilleur des cas que la moitié de la puissance transmise. Pour dépasser cette limite, il est nécessaire d'avoir recourt à une structure d'antenne reconfigurable en polarisation.

Statégie 3 : Lorsque l'emploi d'une antenne reconfigurable en polarisation est envisageable, la stratégie optimale consiste alors à émettre en polarisation circulaire et à disposer d'une antenne capable de basculer entre un mode de réception en polarisation circulaire droit et un mode de réception en polarisation circulaire gauche. Cette stratégie sera à la base de l'étude au chapitre 5 des antennes isotropes à double polarisation.

Quel que soit le type de stratégie visée, ceci nous oriente vers la recherche de structures à polarisation circulaire.

1.3.5. Conclusion

Finalement, dans la mesure où une antenne à accès unique est envisagée pour une application de télécommunication nécessitant une invariance de la transmission quelles que soient l'orientation ou l'inclinaison du dispositif par rapport à son interlocuteur, les caractéristiques de rayonnement optimales à rechercher sont :

- L'isotropie de la puissance rayonnée dans l'espace ou *isotropie en puissance*
- Un état de polarisation uniformément circulaire dans tout l'espace ou *uniformité en polarisation circulaire*

Ces caractéristiques de rayonnement sont à la base des démarches de conception proposées au chapitre 4.

1.4. Définition de l'antenne isotrope et limites physiques

Dans les ouvrages de référence [33, 34, 35], l'antenne isotrope est généralement présentée comme un concept idéal physiquement irréalisable. Ce concept est néanmoins très utilisé car il sert de référence théorique afin de caractériser les propriétés de directivité des antennes réelles. Ainsi par exemple la directivité maximum d'une antenne est la puissance émise dans la direction de son maximum ramenée à la puissance qui serait rayonnée par une antenne isotrope alimentée de la même manière.

La raison pour laquelle une antenne isotrope idéale est irréalisable tient à la nature vectorielle du champ électromagnétique. En comparaison, dans les domaines de la physique faisant intervenir des champs scalaires, par exemple en acoustique ou en sismique, il est possible d'envisager la réalisation d'un capteur isotrope comme nous en donnons l'illustration ci-dessous.

Le but de cette section est d'exposer les limitations à la réalisation d'une antenne d'isotrope.

1.4.1. Analogie avec l'acoustique

Bien que les ondes acoustiques et électromagnétiques soient deux phénomènes distincts d'un point de vue physique, ils sont analogues dans leurs descriptions mathématiques et dans certaines de leurs propriétés. Ces deux formes d'ondes sont le résultat de la même équation différentielle, l'équation de propagation de Helmholtz [37] :

$$\nabla^2 \psi(\vec{r}) + k^2 \psi(\vec{r}) = 0$$

ψ est une fonction scalaire dans le cas de l'acoustique et une fonction vectorielle en électromagnétique.

De même que l'on utilise des antennes pour rayonner un champ électromagnétique, on utilise des hauts parleurs pour engendrer un champ acoustique. Il existe donc une certaine analogie pratique entre antenne et haut-parleur ou micro.

Il est intéressant de constater que l'on trouve sur le marché un certain nombre de source acoustique isotrope. Les utilisations typiques vont de la sonorisation des lieux publics en extérieur à des sources ou capteurs destinés à équiper des dispositifs de mesure. Un exemple de haut-parleur isotrope est représenté à la figure 1.9. Celui-ci est constitué des plusieurs hauts parleurs classiques qui sont associés ensemble selon une disposition régulière particulière. Nous verrons à la partie 3 que notre conception d'une antenne isotrope procède de façon analogue par l'association d'éléments existants.

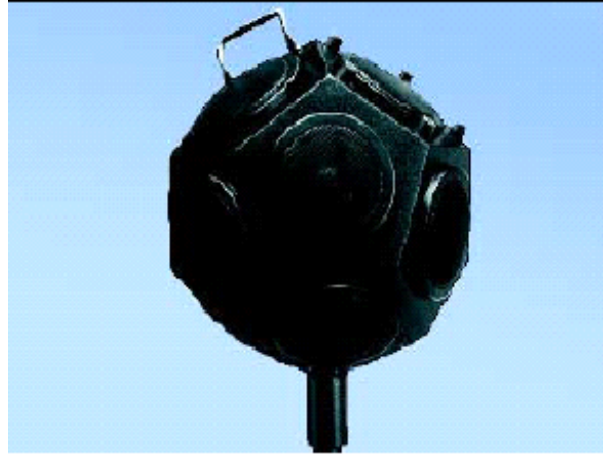


FIG. 1.9.: Haut parleur isotrope

Les ondes acoustiques sont des ondes de compression, c'est-à-dire que le mouvement de particule responsable de sa propagation a lieu dans la direction de propagation de l'onde. Si l'on connaît celle-ci, il suffit alors de quantifier l'intensité du champ pour avoir une description locale complète du champ. Le champ acoustique est un champ scalaire [38].

Il est possible d'envisager l'existence d'un rayonnement acoustique isotrope. Un tel champ peut être qualifié d'isotrope dans le sens où l'ensemble de ses caractéristiques sont invariantes en fonction de l'orientation. En d'autres termes, une rotation de la source isotrope autour de son centre serait indétectable même en disposant de la caractérisation complète du champ lointain dans toutes les directions.

Dans le cas des ondes électromagnétiques, dans la zone de champ lointain, les champs électriques et magnétiques sont des vecteurs transverses à la direction de propagation de l'onde. Pour décrire localement le champ électromagnétique, il est nécessaire, en plus de son intensité et de sa direction de propagation, de donner la direction d'au moins l'un des champs électriques ou magnétiques et l'évolution de celui-ci au cours du temps. Il s'agit de l'état de polarisation. L'annexe A lui est consacré.

L'état de polarisation du champ électromagnétique n'a pas d'équivalent en acoustique. C'est justement celui-ci qui rend impossible l'existence d'un champ électromagnétique isotrope analogue d'un champ acoustique isotrope que nous avons évoqué.

1.4.2. Définition de l'isotropie pour une antenne

Selon le contexte et les travaux dans lequel il figure, le qualificatif "isotrope" appliqué à une antenne peut avoir différentes significations plus ou moins contraignantes.

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

S'il semble évident qu'une antenne isotrope est une antenne dont le rayonnement en puissance est égal en toute direction, il reste une indétermination sur l'état de polarisation. Nous proposons donc deux définitions pour l'isotropie d'une antenne.

1. **Au sens large** : Une antenne isotrope est une antenne dont le rayonnement est égal en puissance en toute direction sans aucune contrainte sur ses états de polarisation. La contrainte d'isotropie de la puissance rayonnée peut être interprétée de façon plus ou moins forte :
 - a) Le rayonnement ne présente *aucune direction d'annulation* (i.e contrairement au cas d'un dipôle) mais une variation de la puissance rayonnée dans différentes directions est tolérée.
ou
 - b) Le rayonnement présente une puissance *rigoureusement égale* en toute direction.

Dans la pratique, notamment dans notre contexte d'application, un écart relativement faible de la puissance rayonnée selon les directions (typiquement quelques décibels) ne sera pas déterminant.

2. **Au sens strict** : Une antenne isotrope est une antenne dont le rayonnement est égal en puissance en toute direction et dont l'état de polarisation est uniforme en toute direction.

La contrainte sur l'uniformité de l'état de polarisation peut être interprétée plus ou moins strictement :

- a) Le rayonnement présente un état de polarisation *aussi uniforme que possible* en toutes directions.
ou
- b) Le rayonnement présente un état de polarisation *rigoureusement uniforme* en toutes directions.

Aux sections suivantes, nous allons montrer que certaines de ces contraintes peuvent être satisfaites tandis que d'autres sont physiquement irréalisables.

1.4.3. Sens large : l'isotropie de la puissance rayonnée

Au chapitre 2 consacré à l'état de l'art, nous présentons deux structures dont le rayonnement est isotrope en puissance. Il s'agit de la combinaison de dipôles en croix alimentés en quadrature de phase (Section 2.1.1) et de l'antenne en U (Section 2.1.2). Ces deux structures sont illustrées à la figure 1.10.

Exemple 1 : Les dipôles en Croix : Une structure de dipôles en croix peut être typiquement réalisée en combinant des dipôles de longueur demi-onde. Il n'existe aucune direction d'annulation du rayonnement et l'écart entre minimum et maximum de directivité sur l'ensemble du diagramme est alors de 4.5 dB. Dans le cas théorique où les dipôles sont infiniment courts, l'écart de directivité est réduit à 3dB. Le double de puissance est alors rayonné dans la direction normale au plan des dipôles par rapport aux directions coplanaires.

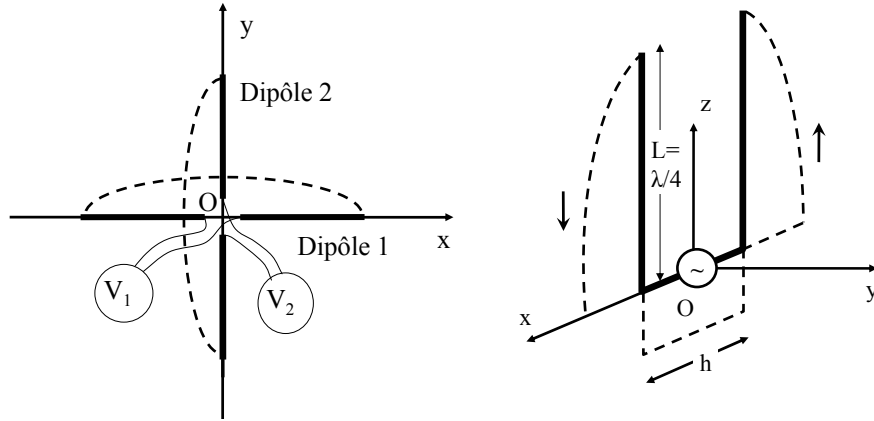


FIG. 1.10.: Structures au rayonnement isotrope en puissance

Exemple 2 : L'antenne en U : Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne en U sont étudiées en terme d'isotropie dans [39, 40, 41]. Il y est démontré analytiquement que lorsque l'écartement h entre les bras du U tend vers 0 alors le rayonnement tends vers l'isotropie idéale. Cependant l'efficacité de l'antenne tends également vers 0, car les deux bras portant des flux de courant opposés se rapprochent. A la limite, ceux-ci sont confondus et le rayonnement devient nul en même temps qu'il devient parfaitement isotrope.

Conclusion : La réalisation d'une antenne isotrope au sens de la définition 1a, c'est à dire ne présentant pas de direction d'annulation de son rayonnement, est possible. L'écart de la puissance rayonnée en fonction de la direction peut être contenu dans une marge aussi faible que voulue.

L'isotropie idéale est possible d'un point de vue théorique mais correspond à un état limite qui ne peut être mis en oeuvre en pratique.

1.4.4. Sens strict : l'isotropie en puissance et l'uniformité de l'état de polarisation

A la section 1.3.5, nous sommes parvenu à la conclusion que notre contexte d'application nécessitait une antenne dont le rayonnement soit isotrope en puissance et dont l'état de polarisation soit uniforme. Ces spécifications correspondent à la définition 2 de l'isotropie énoncée précédemment à la section 1.4.2.

Cette définition de l'isotropie incluant l'uniformité de l'état de polarisation est également utilisée dans la littérature, notamment dans [42, 43, 44].

1.4.4.1. Inexistence d'une antenne isotrope uniformément polarisée rectilignement

Mathis publie en 1951 une courte démonstration sur l'impossibilité d'obtenir une antenne isotrope au sens strict en s'appuyant sur un argument topologique [43, 44].

Il prouve que le rayonnement d'une antenne polarisée rectilignement dans toutes les directions subit nécessairement au moins une annulation dans une direction donnée. En conséquence une antenne isotrope à polarisation rectiligne ne peut exister.

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

La démonstration de Mathis ne s'applique qu'aux antennes à polarisation rectiligne. Aucune hypothèse n'est faite sur son orientation. Par exemple, la polarisation peut être verticale dans certaines directions et horizontale dans d'autres. Le champ est cependant supposé continu en tous points.

Sa démonstration s'appuie sur un théorème énoncé par Brouwer en 1909 que l'on rappelle ci-dessous [45] :

Théorème de Brouwer ou théorème de la “boule chevelue” [45, 46, 47] : Dans le système de coordonnées sphériques (r, θ, ϕ) , il est impossible d'obtenir une fonction vectorielle continue $\vec{A}(\theta, \phi)$ qui vérifie à la fois $\vec{A} \cdot \vec{r} = 0$ et $A \neq 0$ pour tout (θ, ϕ) . En d'autres termes, ce théorème stipule qu'une distribution vectorielle continue et tangente à la surface d'une sphère en tous points de cette sphère subit nécessairement une annulation.

Ce théorème est plus connu sous le nom de *Hairy ball theorem* en anglais ou *théorème de la boule chevelue*. Sans doute parce qu'il permet de démontrer que toute tête (correctement peignée) laisse nécessairement apparaître le cuir chevelu en au moins un point.

Il permet par exemple également de prouver qu'il existe toujours au moins un endroit à la surface de la terre où il n'y a pas de vent.

1.4.4.2. Inexistence d'une antenne isotrope à polarisation elliptique ou circulaire uniforme en toutes directions

La démonstration de Mathis peut être généralisée dans le cas d'antennes à polarisation uniforme en toutes directions mais présentant un taux d'ellipticité quelconque (rectiligne, elliptique ou circulaire).

Pour cela, on peut tenir le raisonnement suivant par analogie avec le raisonnement de Fradin [42] :

1. Supposons une structure rayonnante de façon isotrope. Son état de polarisation est quelconque mais uniforme dans toutes les directions. Dans le cas général, l'état de polarisation est elliptique.
2. Il est possible de décomposer cet état de polarisation elliptique en la somme de deux états rectilignes orthogonaux selon les axes de l'ellipse comme illustré à la figure 1.11.
3. Le champ rayonné par l'antenne dans toutes les directions peut donc s'exprimer comme une superposition de deux champs rectilignes orthogonaux.
4. Or, en vertu du théorème de Brouwer, chacun de ces champs présente nécessairement au moins une direction d'annulation.
5. Puisque l'on a supposé l'état de polarisation uniforme, le rapport axial est constant dans tous les directions, c'est à dire que les deux composantes sont proportionnelles. donc si l'une d'elle s'annule, l'autre s'annule également.
6. Il n'existe donc pas d'antenne rayonnant un champ isotrope avec un état de polarisation quelconque uniforme dans toutes les directions.

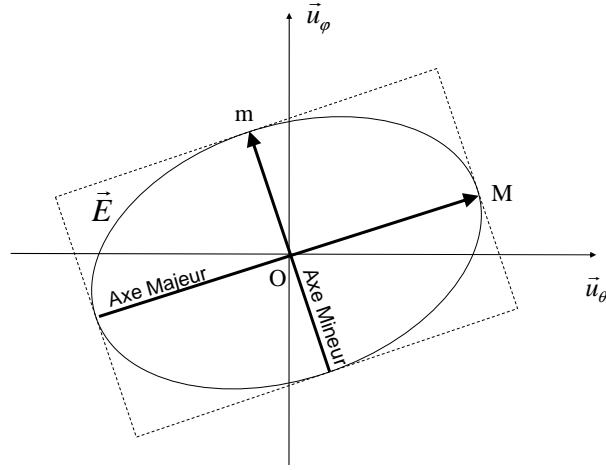


FIG. 1.11.: Décomposition d'un état de polarisation quelconque selon les axes de l'ellipse \vec{Om} et \vec{OM} .

1.4.4.3. Cas d'une antenne de dimension infinie

En se basant sur une décomposition en ondes harmoniques sphériques, Fradin [42] propose une méthode de synthèse convergeant vers une antenne parfaitement isotrope en puissance et uniformément polarisée circulairement.

La décomposition d'un champ électromagnétique en ondes harmoniques sphériques est présentée dans [37, 48, 49, 50]. Le champ rayonné par une antenne quelconque contenue dans un volume fini peut s'exprimer sous la forme d'une expansion d'ondes harmoniques sphériques. Les harmoniques sphériques forment une base de décomposition, elles sont construites à partir des polynômes de Legendre et satisfont aux conditions limites imposées par la congruence des angles θ et ϕ définissant les directions de l'espace.

Les harmoniques sphériques ont les propriétés suivantes :

- Elles satisfont l'équation de propagation.
- Elles sont orthogonales entre elles.
- Elles forment une base complète.

L'expression théorique du champ lointain isotrope proposé par Fradin est donnée par la série entière suivante :

$$E_\theta = \pm E_\phi = \sqrt{\frac{2}{\pi}} k \frac{e^{j\rho}}{\rho} \sum_{n=0}^{\infty} C_n^u (-j)^n \frac{dP_n(\cos\theta)}{d\theta} \quad (1.21)$$

avec

$$C_n^u = \frac{2A}{2n+1} (-1)^n \left[\int_0^\pi \theta P_n(\cos\theta) d(\cos\theta) - \int_0^\pi \frac{\pi}{2} P_n(\cos\theta) d(\cos\theta) \right] \quad (1.22)$$

A est une constante et $P_n(\cos\theta)$ est la fonction de Legendre associée d'ordre n et de degré 0.

1. Antennes isotropes pour les télécommunications

- D'après 1.21 et en vertu des caractéristiques des polynômes de Legendre, on peut constater que le champ lointain est nul dans les deux directions ponctuelles $\theta = 0$ et $\theta = \pi$. L'antenne peut être considérée comme isotrope dans la mesure où il s'agit d'un état limite : l'écart à l'isotropie idéale est ponctuel en deux points seulement.
- Une distribution de charges et de courants correspondante peut être déduite théoriquement en exprimant le champ proche sur une surface fermée donnée à partir de la série de coefficients 1.22 puis en utilisant le principe d'équivalence.
- Plus la série entière est tronquée, plus le rayonnement de l'antenne se rapproche d'un rayonnement dipolaire caractérisé par une forte atténuation de son rayonnement autour des directions $\theta = 0$ et $\theta = \pi$. Plus la série est développée, plus le rayonnement devient isotrope, les zones d'atténuations diminuent autour des pôles jusqu'à atteindre l'état limite $n = \infty$ pour lequel comme nous l'avons évoqué, seules les directions $\theta = 0$ et $\theta = \pi$ s'annulent.
- L'expression 1.21 révèle que plus l'ordre n auquel la série entière est développée est grand, plus la surface dans laquelle le champ s'écarte de l'isotropie idéale se réduit. Or l'ordre maximum du développement est lié à la dimension de l'antenne. Ainsi un développement infini correspond à une antenne de dimension infinie, c'est à dire irréalisable en pratique.

1.4.5. Conclusion

L'existence d'antennes isotropes sans contrainte sur la polarisation est démontrée et illustrée. Il est prouvé qu'une antenne isotrope en puissance présentant un état de polarisation uniforme dans tout l'espace est irréalisable.

Aux vues des spécifications requises par notre contexte d'application (section 1.3.5), deux stratégies sont envisageables :

1. Rechercher une structure au rayonnement isotrope en puissance et optimisant autant que possible l'uniformité de l'état de polarisation.
2. Rechercher une structure à deux accès telle que :
 - a) Le rayonnement de chaque accès soit isotrope en puissance.
 - b) Dans chaque direction, les états de polarisation correspondant à chacun des deux accès soient orthogonaux l'un par rapport à l'autre. Il peut s'agir, par exemple, de polarisations rectilignes selon des directions perpendiculaires ou de polarisation circulaire de sens opposés.

Le premier point constituera l'objectif principal du chapitre 4 tandis que le second constitue l'objectif du chapitre 5.

2. Etat de l'art

Les caractéristiques de rayonnement permettant d'obtenir l'invariance de la transmission par rapport à l'orientation de l'antenne ont été exposées au chapitre 1. Elles ont été décomposées sous forme de deux propriétés (Voir 1.3) :

- L'isotropie en puissance.
- L'uniformité de l'état de polarisation.

Ces deux aspects du rayonnement ne sont pas dissociés. En particulier, il a été montré qu'une antenne qui serait à la fois isotrope en puissance et à polarisation uniformément circulaire n'était pas physiquement réalisable (Voir 1.4). Le problème qui se pose alors est de rechercher l'antenne qui, par un compromis entre l'un et l'autre de ces deux aspects, sera la plus adaptée au sens du problème posé.

L'objectif de ce chapitre est maintenant de faire un inventaire des structures compactes identifiées dans la littérature et présentant des caractéristiques intéressantes soit en terme d'isotropie de puissance, soit en terme d'uniformité de polarisation circulaire.

Dans la section 2.1, les structures sont présentées successivement. Dans chaque cas, le principe de fonctionnement et les généralités sont exposés puis une simulation électromagnétique de la structure est réalisée et les caractéristiques de rayonnement correspondantes sont illustrées et commentées.

Pour certaines des structures suivantes, plusieurs variantes plus ou moins complexes existent, permettant de miniaturiser, d'augmenter la bande passante, ou d'obtenir des structures multi-bandes. Nous ne présentons que les structures les plus simples et didactiques permettant d'obtenir les meilleures caractéristiques de rayonnements au sens de notre problématique.

Notre propos portant sur les caractéristiques de rayonnement, les autres aspects tel que l'adaptation d'impédance, la bande passante ou l'efficacité des antennes ne sont pas directement abordés mais des références traitant de ces aspects seront fournies pour chaque structure.

2.1. Inventaire des structures

2.1.1. La combinaison de dipôles en croix alimentés en quadrature de phase

2.1.1.1. Présentation

Cette antenne a été décrite pour la première fois par George Brown en 1936 [51]. Deux dipôles sont disposés orthogonalement l'un par rapport à l'autre. Ils sont alimentés en quadrature de phase (Voir figure 2.1).

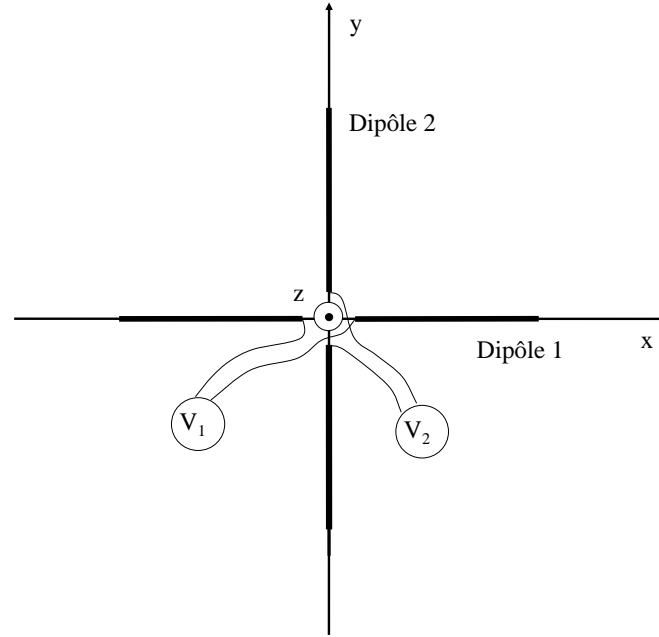


FIG. 2.1.: Combinaison de dipôles en croix. L'alimentation est en quadrature de phase :
 $V_2 = V_1 \cdot e^{i\pi/2}$

Le principe de fonctionnement est présenté à la figure 2.2. Les diagrammes de rayonnement dipolaires sont complémentaires et permettent d'obtenir dans le plan des dipôles un rayonnement quasiment constant. L'isotropie optimale est obtenue lorsque les dipôles sont de dimension infiniment petite. Ces dipôles idéaux sont appelés dipôles de Hertz. Cependant dans la pratique, il est nécessaire d'utiliser des dipôles résonants afin d'adapter l'impédance de l'antenne à la ligne d'alimentation. On utilise alors classiquement des dipôles demi onde.

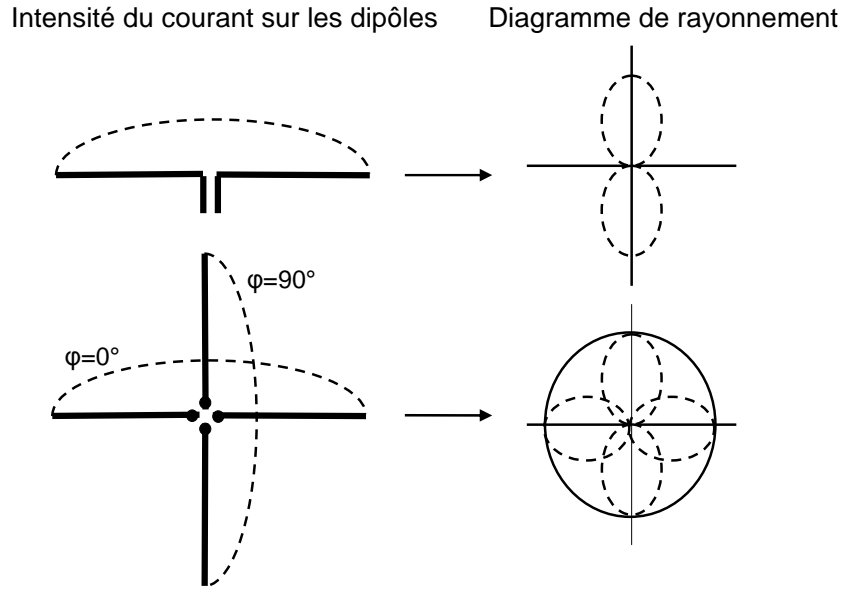


FIG. 2.2.: Principe de fonctionnement de la combinaison des dipôles

Une étude théorique sur les caractéristiques d'impédance, de bande passante, de couplage et de rayonnement d'une combinaison de deux dipôles en croix en quadrature, dans les conditions d'espace libre ou en présence d'un plan réflecteur est présentée dans [52].

Les techniques courantes pour l'alimentation des dipôles en quadrature de phase sont exposées dans [53].

2.1.1.2. Simulation

Une simulation électromagnétique [54] avec des dipôles cylindriques de longueur demi-onde et de rayon fini est réalisée. Le circuit de déphasage n'est pas modélisé. La simulation comporte deux ports d'excitation distincts pour chacun des dipôles et ceux-ci sont excités en quadrature de phase. L'adaptation d'impédance est obtenue à 2 GHz. L'étude des paramètres S_{11} et S_{21} montre que la bande passante à -10dB est d'environ 11% et que les deux dipôles sont très peu couplés, typiquement inférieur à -50 dB.

Une réalisation pratique pour radio-amateurs d'une antenne à polarisation circulaire sur le principe de dipôles en croix est présenté dans [55].

2.1.1.3. Caractéristiques de rayonnement

La directivité en puissance est présentée à la figure 2.3. Le rapport axial est présenté à la figure 2.4. L'écart entre le minimum et le maximum de la directivité est typiquement de 4.5dB . Les maxima du rayonnement se font selon les directions de l'axe Oz, la polarisation y est circulaire. Le minimum se fait dans le plan des dipôles, la polarisation y est rectiligne.

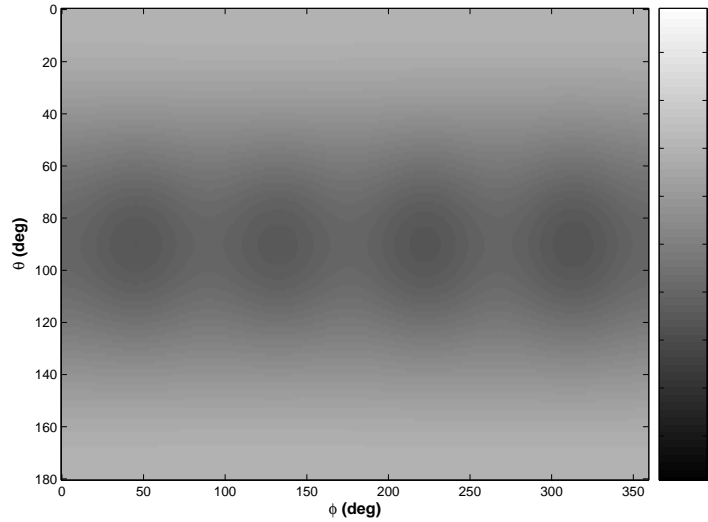


FIG. 2.3.: Dipôles en croix : Diagramme de directivité (dBi)

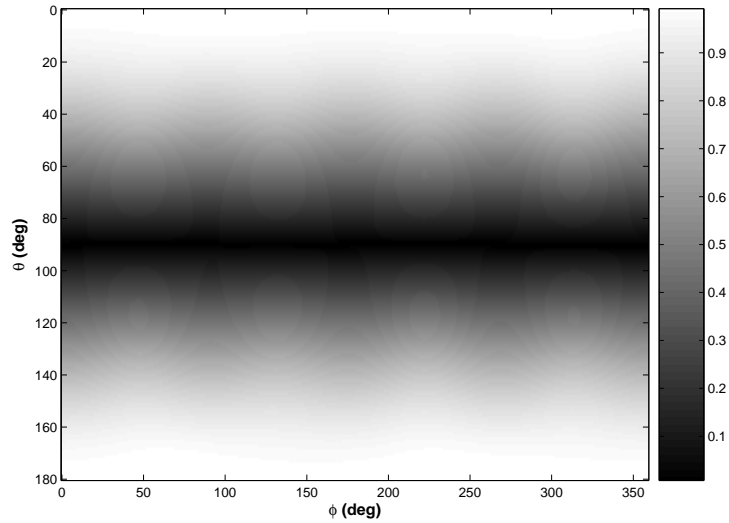


FIG. 2.4.: Dipôles en croix : Rapport axial
(Echelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)

On observe à la figure 2.3 que le rayonnement est quasiment omnidirectionnel dans le plan des dipôles. Il existe cependant une légère modulation due à la longueur des dipôles. Des dipôles de dimensions infiniment petites produisent un rayonnement parfaitement omnidirectionnel. A l'inverse les dipôles demi onde produisent un rayonnement modulé en fonction de ϕ dans le plan des dipôles. Les dipôles demi-onde sont plus directifs que les dipôles de Hertz, ceci explique que leurs recombinaisons respectives donnent lieu à des diagrammes différents. La figure 2.5 illustre la superposition des champs dans le plan des dipôles dans le cas des dipôles de Hertz et dans le cas de dipôles demi onde.

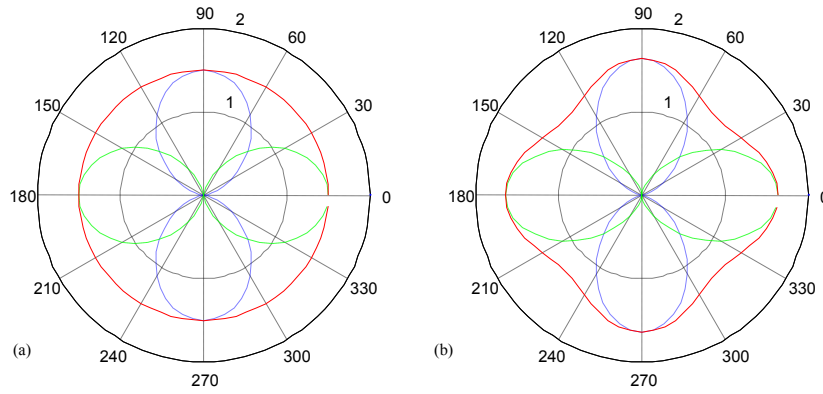


FIG. 2.5.: Représentation de la directivité dans le plan des dipôles (Echelle linéaire) (a) en combinant deux dipôles de Hertz (b) en combinant deux dipôles de longueur demi-onde.

2.1.2. L'antenne en U

2.1.2.1. Présentation

Cette structure est décrite pour la première fois sous une forme de dimension finie par Matzner en 1994 [39, 40, 41]. Un schéma de principe de l'antenne est donné à la figure 2.6. Lorsque la distance h entre les bras du U tend vers 0, le rayonnement devient parfaitement isotrope en puissance.

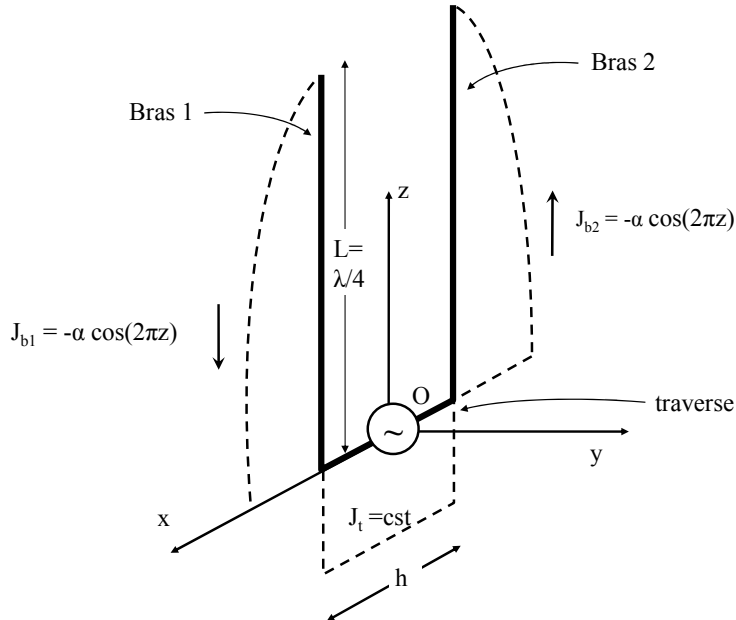


FIG. 2.6.: Schéma de l'antenne en U. Les lignes en pointillé représentent l'intensité du courant sur les fils. Le rayonnement tend vers l'isotropie idéale en puissance lorsque h tend vers 0.

2. Etat de l'art

2.1.2.2. Simulation

Une structure simulée [54] est présentée à la figure 2.12. Elle est réalisée sur un substrat $\epsilon_r = 4.3$ sans pertes avec une métallisation en conducteur parfait. La fréquence d'adaptation est de 2Ghz. La bande d'adaptation est étroite : moins de 2%.

Lorsque les bras se rapprochent, la partie réelle de l'impédance d'entrée augmente, la résonance devient plus sélective et sa bande passante diminue. Cependant du point de vue du rayonnement, l'isotropie devient alors meilleure. Un compromis est donc à trouver entre isotropie de puissance et bande passante.

Cette simulation est réalisée avec une hauteur de $\lambda/4$ et une largeur de $\lambda/8$. On place en outre un stub dans la partie centrale entre les deux bras de l'antenne afin de disposer d'un réglage supplémentaire pour ajuster la partie réactive de l'impédance d'entrée.

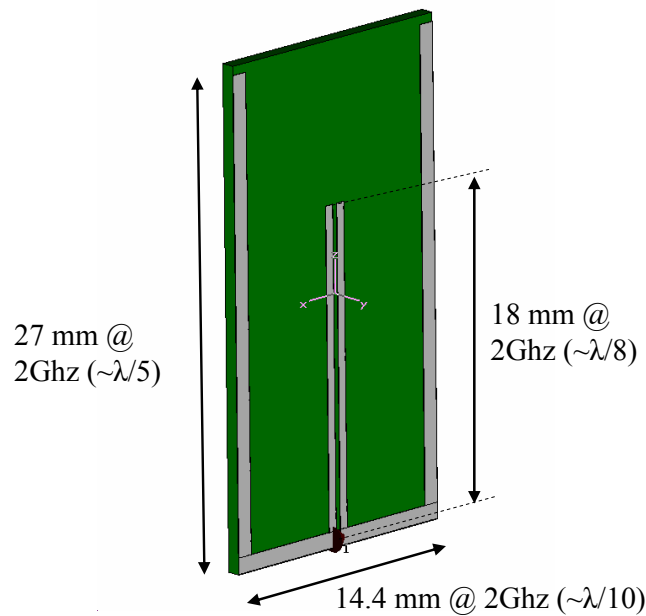


FIG. 2.7.: Structure d'antenne en U simulée.

De façon générale, l'antenne en U présente l'avantage d'être relativement simple à réaliser, elle est petite puisqu'elle tient dans un rectangle de grand coté $\lambda/4$ et a un facteur de forme planaire.

2.1.2.3. Caractéristiques de rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement sont illustrées aux figures 2.8 et 2.9. L'antenne en U possède une excellente isotropie en puissance : 2dB d'écart entre le minimum et le maximum. La polarisation est essentiellement rectiligne mis à part dans 4 directions particulières à $\pm 45^\circ$ du plan du substrat de part et d'autre de l'axe central.

On constate sur la figure 2.10 que les deux composantes du champ sont modulées en fonction de ϕ de façon complémentaire dans le plan xOy de sorte que leur superposition donne une directivité constante dans ce plan.

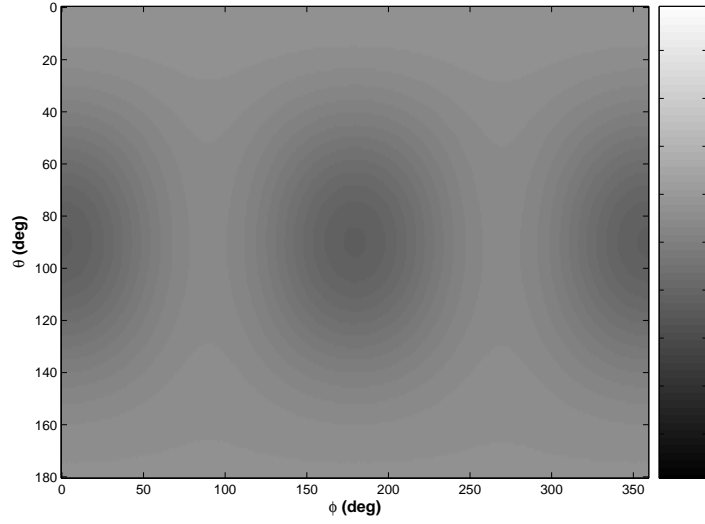


FIG. 2.8.: Antenne en U : Diagramme de directivité (dBi)

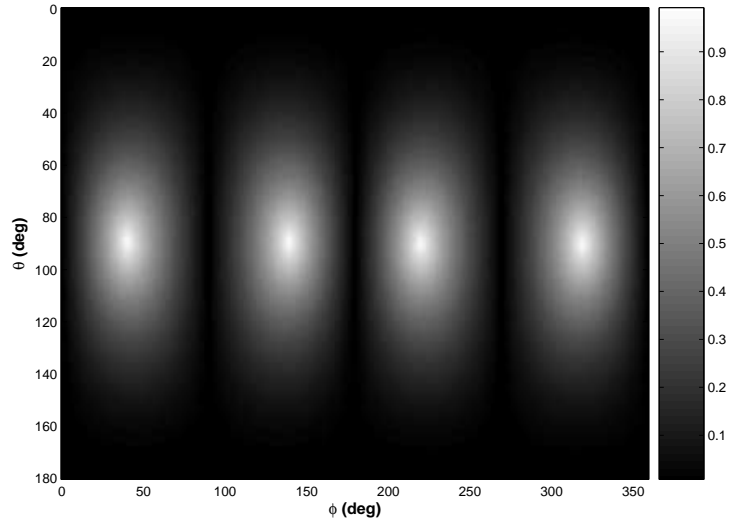


FIG. 2.9.: Antenne en U : Rapport axial
(En échelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)

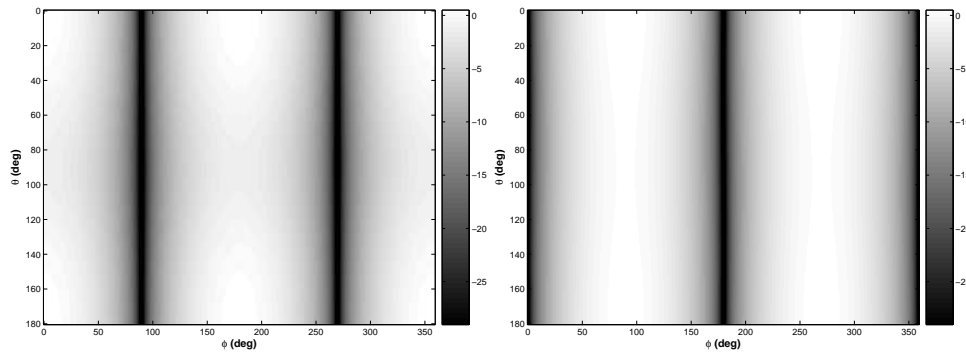


FIG. 2.10.: Antenne en U : Diagramme de directivité selon E_θ et E_ϕ .

2.1.3. La combinaison d'un dipole et d'une boucle

2.1.3.1. Présentation

La combinaison d'un dipôle électrique et d'une boucle magnétique excités en phase donne un rayonnement de type dipolaire à polarisation circulaire. Un schéma d'une telle association est présenté à la figure 2.11.

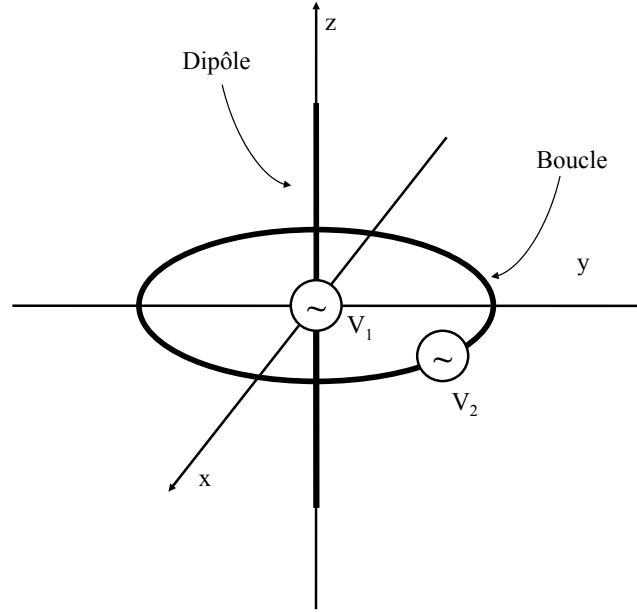


FIG. 2.11.: Combinaison d'un dipôle et d'une boucle alimentés en phase.

Lorsqu'ils sont de dimension infiniment petite, les deux éléments ont un diagramme de rayonnement identique en puissance. Le dipôle élémentaire, ou dipôle de Hertz, rayonne avec une polarisation rectiligne verticale selon E_θ : [33]

$$\vec{E}_{dipole}(\theta, \varphi) = j \cdot k_0 \cdot \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} d \cdot l \cdot \sin(\theta) \cdot \vec{u}_\theta \quad (2.1)$$

I_d est le courant dans le dipole, l la longueur, k le vecteur d'onde, Z_0 l'impédance du vide.

La boucle est à polarisation rectiligne horizontale selon E_ϕ : [33]

$$\vec{E}_{boucle}(\theta, \varphi) = I_b S k^2 Z_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin(\theta) \cdot \vec{u}_\phi \quad (2.2)$$

I_b est le courant dans la boucle et S sa surface.

L'association de ces deux éléments engendre alors un rayonnement tel que :

$$\vec{E}_{combi}(\theta, \varphi) = kZ_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \sin(\theta) \cdot (jI_d l \cdot \vec{u}_\theta + kI_b S \cdot \vec{u}_\varphi) \quad (2.3)$$

Quelque soient l , k et S , les courants I_d et I_b peuvent être ajustés afin que les composantes selon les deux champs soit d'égales intensités. L'alimentation des deux éléments par des courants en phase produit des composantes en quadrature car le champ du dipôle est imaginaire pur comme en témoigne l'équation 2.1. Un champ tel que E_θ et E_ϕ soit d'égale amplitude et en quadrature de phase correspond à une polarisation circulaire.

2.1.3.2. Simulation

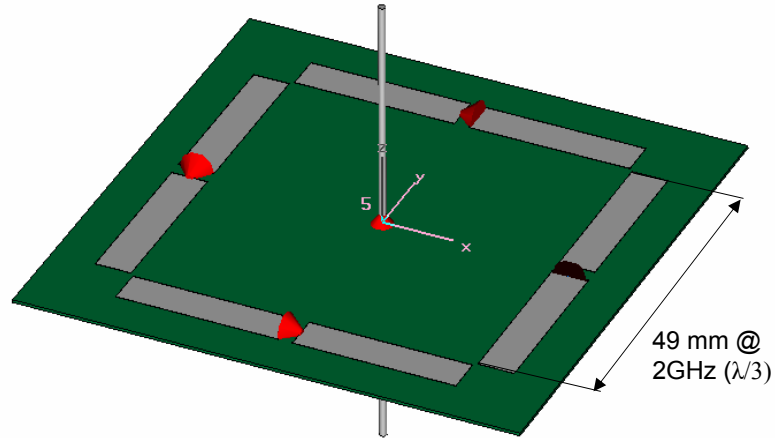


FIG. 2.12.: Combinaison dipôle et boucle simulée.

La réalisation pratique d'une boucle magnétique n'est pas aussi simple que celle d'un dipôle électrique. Une solution permettant de s'approcher de ces conditions consiste à utiliser quatre dipôles coplanaires reprenant le principe de la boucle de Alford [56]. On ajoute à cette association un cinquième dipôle dans la direction verticale permettant d'obtenir la combinaison boucle et dipôle complète. Une structure sur ce principe est simulée et illustrée à la figure 2.12. Le réseau d'alimentation n'est pas modélisé physiquement. Les quatre dipôles composant la boucle sont alimentés avec une amplitude et une phase identique. Le dipôle vertical est alimenté avec une amplitude ajustée afin d'obtenir un rayonnement égal dans les deux composantes E_θ et E_ϕ du champ.

2. Etat de l'art

2.1.3.3. Caractéristiques de rayonnement

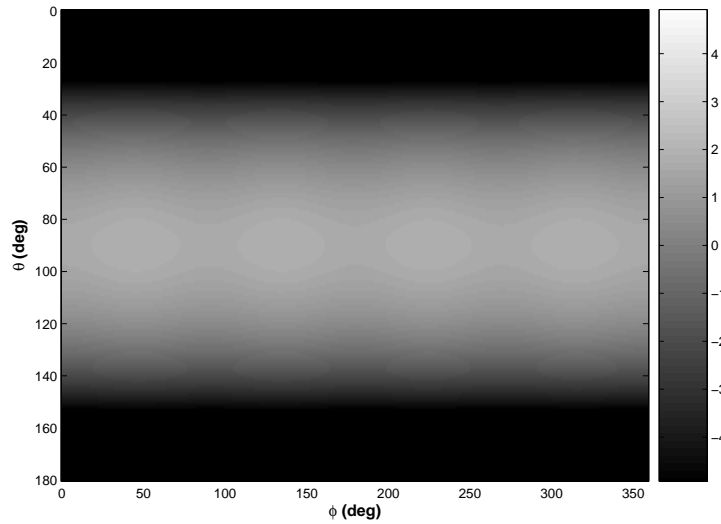


FIG. 2.13.: Combinaison d'un dipôle et d'une boucle : Diagramme de directivité (dBi)

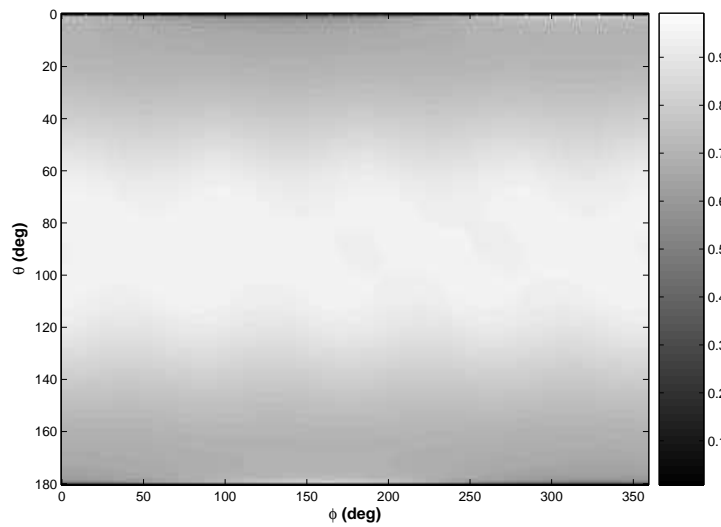


FIG. 2.14.: Combinaison d'un dipôle et d'une boucle : Rapport Axial
(En échelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)

La figure 2.13 illustre la nature dipolaire du rayonnement en puissance. Le rapport axial est très proche de 0 dB dans l'ensemble des directions, la polarisation est circulaire.

La figure 2.14 illustre le diagramme de rapport axial. On obtient une bonne uniformité de polarisation sur l'ensemble de l'espace.

2.1.4. L'antenne en F inversé (Inverted-F Antenna ou IFA)

2.1.4.1. Présentation

L'antenne IFA est à notre connaissance introduite pour la première fois par Guertler [57]. Son principe de fonctionnement consiste à établir un mode de résonance quart d'onde sur

une structure assimilable à un tronçon de ligne de transmission. Pour forcer l'établissement du mode, outre le choix d'une longueur adaptée à la fréquence à exciter, on impose une condition de circuit ouvert à l'une des extrémités de la ligne et une condition de court-circuit à l'autre extrémité. Il reste alors à exciter le mode en un point d'impédance adaptée à la source d'alimentation.

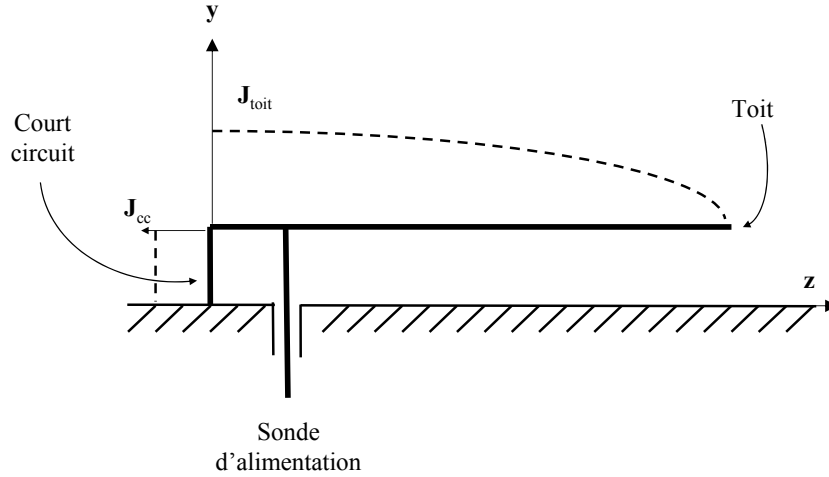


FIG. 2.15.: Antenne en F inversé (Inverted-F Antenna ou IFA)

L'antenne IFA ne présente pas des caractéristiques de rayonnement aussi pures en terme d'isotropie de puissance ou d'uniformité de polarisation, ni une aussi bonne couverture que les antennes présentées précédemment. Cependant il nous semble intéressant de la présenter pour plusieurs raisons :

- Elle est très utilisée sur les objets communicants actuels tel que les téléphones mobiles. Ses performances et caractéristiques sont généralement bien connues. Elle peut donc servir de référence dans le comparatif de couverture établi à la section 3.6.3.
- Si on l'évalue sur ses rapports couverture/dimension et couverture/simplicité de mise en oeuvre, elle peut se révéler très compétitive par rapport aux antennes de cet état de l'art. Ceci peut expliquer en partie son utilisation fréquente dans les dispositifs actuels.
- Elle présente une forte analogie avec l'antenne en U présentée plus haut dans cet état de l'art.
- Enfin nous verrons à la partie suivante qu'elle nous sert d'élément de base pour la conception d'une nouvelle antenne isotrope, il est donc important de la présenter au préalable.

2.1.4.2. Modèle analytique du champ rayonné par une antenne IFA sur plan de masse infini

Guertler donne une expression analytique du champ lointain pour une antenne IFA idéale [57] sur un plan de masse infini :

$$F(\theta, \varphi) = \cos \varphi \left[-\sin \left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta) \right) + j \cos \left(\frac{\pi}{2} \cos(\theta) \right) \right] \vec{u}_\theta + \sin(\varphi) \vec{u}_\varphi \quad (2.4)$$

2. Etat de l'art

Cette expression repose sur l'hypothèse d'un plan de masse infini et d'une distribution de courant idéalisée à la surface du toit et du court-circuit de l'IFA. Le plan de masse étant infini, l'expression n'est valable que dans l'hémisphère supérieure c'est à dire pour ($0^\circ \ll 90^\circ$).

La figure 2.16 représente la décomposition du champ d'une IFA idéale. Etant donné que le plan de masse est présumé infini, l'antenne ne rayonne que dans un hémisphère.

Dans la pratique, le champ lointain d'une IFA est assez différent de ce rayonnement idéal, car le plan de masse est limité. Lorsqu'elle est montée sur un plan de masse du même ordre de grandeur que le toit, son rayonnement devient moins pure en terme de polarisation et moins régulier en terme de directivité. La couverture est améliorée car l'antenne rayonne sous le plan de masse.

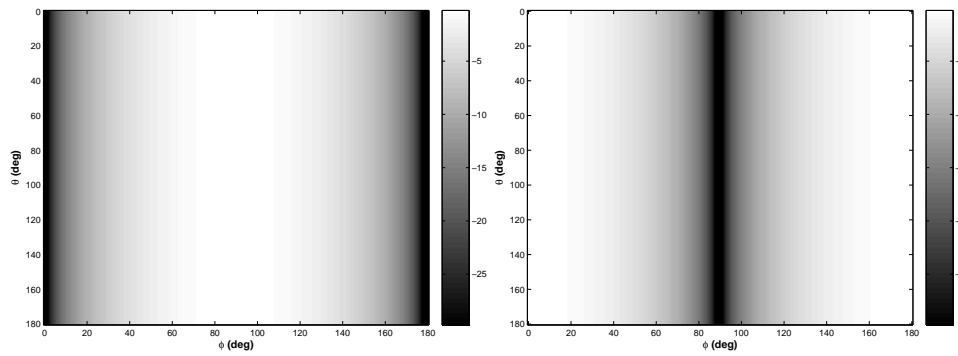


FIG. 2.16.: Directivité selon E_θ et E_ϕ d'une antenne IFA sur plan de masse infini dans son hémisphère supérieur (D'après [57]).

2.1.4.3. Analogie entre antenne IFA et antenne en U

L'antenne IFA et l'antenne en U présentée à la section 2.1.2 présentent une analogie dans leur principe de fonctionnement via la théorie des images. Cette analogie est illustrée à la figure 2.17. Dans le cas où l'antenne IFA est montée sur un plan de masse parfait et infini, celle-ci est équivalente à une structure en U. Ceci explique que les rayonnements représentés aux figures 2.10 et 2.16 soient similaires dans l'hémisphère supérieur.

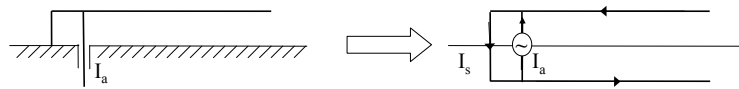


FIG. 2.17.: Analogie entre l'antenne IFA sur plan de masse infini et l'antenne en U par la théorie des images.

Différentes versions modifiées de l'antenne IFA ont été proposées, notamment en utilisant la théorie des images [58] pour transformer le plan de masse en court-circuit et passer ainsi de structures équilibrées à des structures non équilibrées [59].

2.1.4.4. Simulation

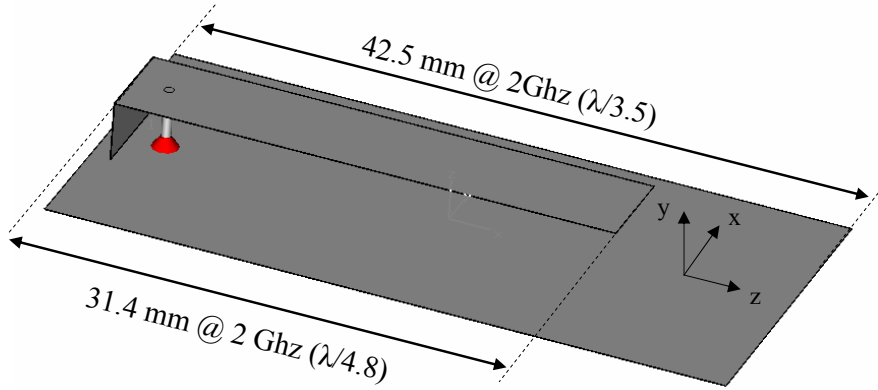


FIG. 2.18.: Antenne IFA simulée sur un petit plan de masse.

L'intégration d'une antenne IFA sur un boîtier rectangulaire de dimension finie est étudiée dans [60]. Une antenne IFA montée sur un plan de masse de petite dimension est présentée à la figure 2.22 et simulée. La longueur du toit est légèrement inférieure à $\lambda/4$. L'antenne est adaptée à 2GHz. Sa bande passante est de 1.25%.

2.1.4.5. Caractéristiques de rayonnement

Le rayonnement présente une direction d'atténuation importante (figure 2.19), l'isotropie en puissance n'est donc pas très bonne comparée aux autres antennes de l'état de l'art. Le rapport axial témoigne de quatre lobes de polarisation circulaire. La polarisation présente une très mauvaise uniformité, elle est circulaire dans certaines directions, rectiligne dans d'autre.

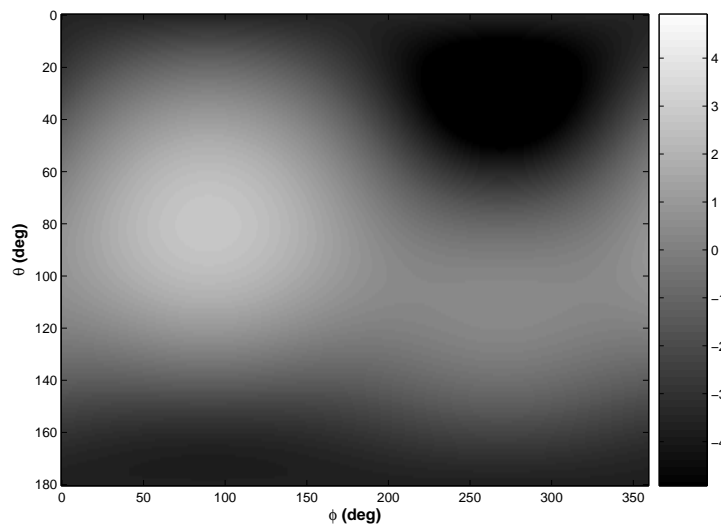


FIG. 2.19.: Antenne IFA : Diagramme de directivité (dBi)

2. Etat de l'art

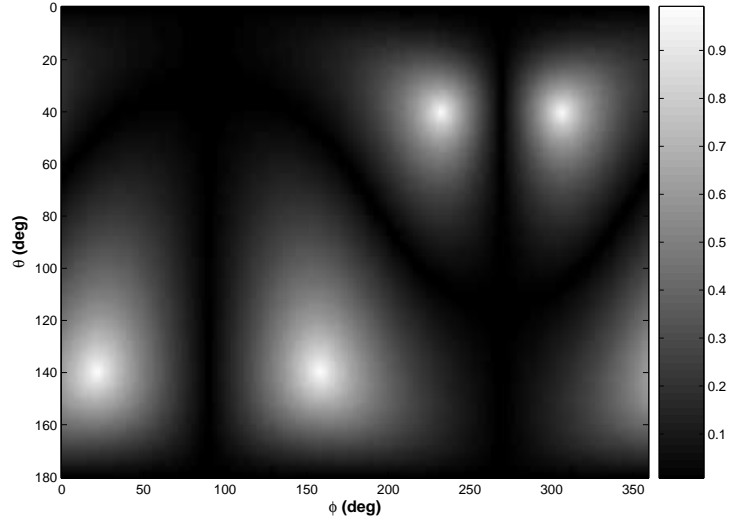


FIG. 2.20.: Antenne IFA : Rapport axial
(En échelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)

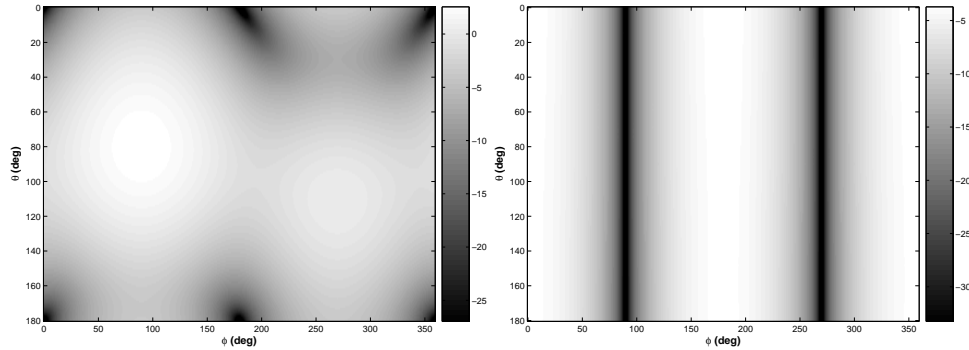


FIG. 2.21.: Antenne IFA : Diagramme de directivité 3D selon E_θ (à gauche) et E_ϕ (à droite).

Il est intéressant de comparer le rayonnement de l'IFA dans le cas du plan de masse infini (figure 2.16) et dans le cas du petit plan de masse (figure 2.21). Dans l'hémisphère supérieur, le rayonnement est similaire selon la composante E_ϕ . Selon la composante E_θ , les annulations existantes dans les directions du plans de masse infini disparaissent dans le cas du petit plan de masse en raison de la diffraction existante aux bords du plan du masse.

2.1.5. L'antenne quadrifilaire en hélice (Quadri Filar Helix Antenna ou QFHA)

2.1.5.1. Présentation

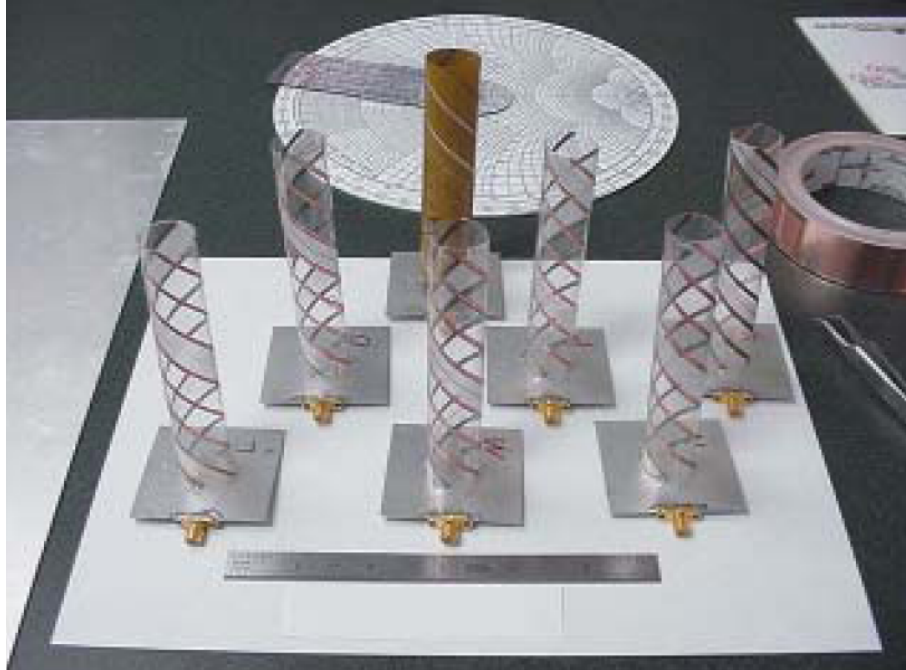


FIG. 2.22.: Antennes QFHA.

Le principe de l'antenne QFHA est étudié pour la première fois dans [61]. Il s'agit d'une antenne composée de quatre brins enroulés en hélice à partir d'un plan de masse et se conformant sur une surface cylindrique. Les quatre brins sont alimentés par une progression de phase en quadrature (0° , 90° , 180° , 270°). Les phases d'alimentation des brins ainsi que leur enroulement hélicoïdal produisent un rayonnement à polarisation circulaire dans l'axe du cylindre.

La difficulté lors de la conception de ce type d'antenne consiste à choisir le nombre de tour d'enroulements par rapport au rayon du cylindre. Une étude analytique dans le contexte d'application GPS est réalisée dans [62].

L'alimentation des dipôles en quadrature de phase nécessite la réalisation d'un réseau externe. Différentes solutions existent, un exemple d'un tel réseau est décrit dans [63]. Nous proposons également notre propre conception d'un tel réseau à la section D de ce document.

2.1.5.2. Simulation

Une simulation électromagnétique [54] de l'antenne QFHA est proposée. La structure simulée est présentée à la figure 2.23. Le réseau d'alimentation n'est pas simulé, il est considéré comme idéal.

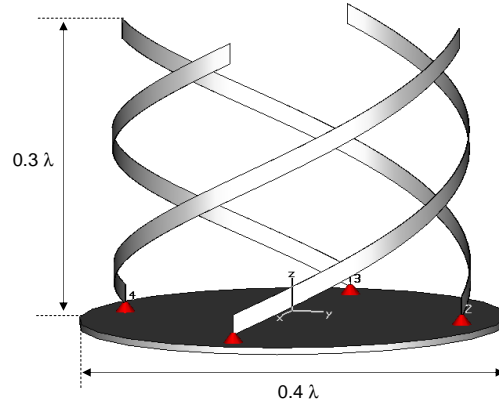


FIG. 2.23.: Structure d'antenne QFHA simulée

2.1.5.3. Caractéristiques de rayonnement

La directivité en puissance est présentée à la figure 2.24. Le rapport axial est présenté à la figure 2.25. Ces caractéristiques rappellent celles de la combinaison de dipôles en croix. A ceci près que le rayonnement est plus important dans le lobe supérieur que dans le lobe inférieur et de trouve nettement diminué dans le plan horizontal. L'écart entre maximum et minimum de directivité est de 6.8 dB.

La principale qualité de cette antenne est la largeur d'ouverture de son lobe à polarisation circulaire dans l'hémisphère supérieure. On peut constater que le rapport axial est supérieur à -3 dB sur l'ensemble de l'hémisphère entre $\theta = 0^\circ$ et $\theta = 90^\circ$. Du fait de cette particularité, la principale application de cette antenne est la communication entre satellites et terminaux terrestres, notamment les récepteurs GPS.

On observe à la figure 2.24 que le rayonnement est quasiment omnidirectionnel. Il existe cependant une légère modulation en ϕ comme dans le cas des dipôles en croix.

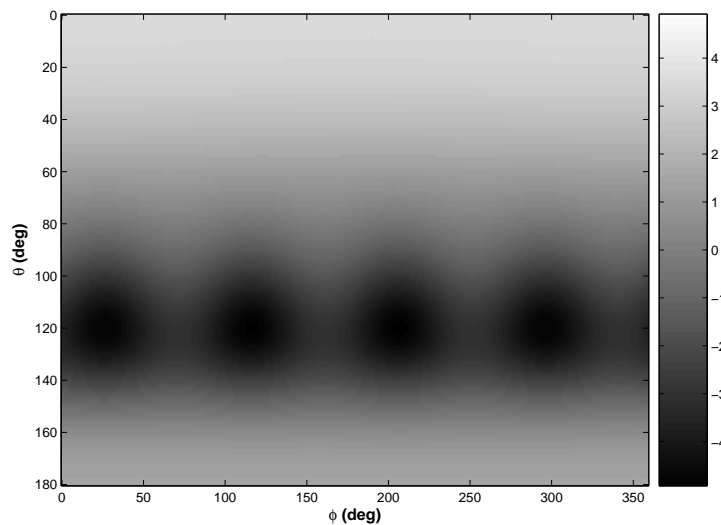


FIG. 2.24.: QFHA : Diagramme de directivité (dBi)

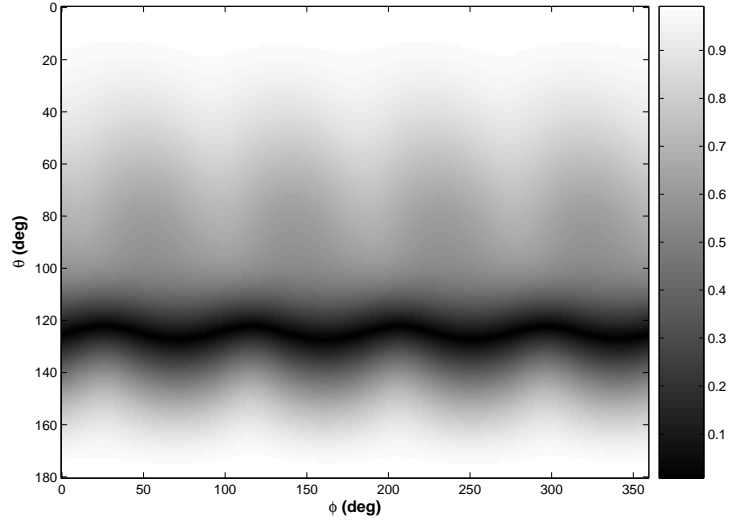


FIG. 2.25.: QFHA : Rapport axial (En échelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)

Avec une isotropie de puissance correcte et une très bonne polarisation circulaire, cette antenne se trouve bien adaptée dans notre contexte d'application.

2.1.6. Antenne spirale

2.1.6.1. Présentation

Plusieurs types de spirales sont utilisées comme structures rayonnantes [64, 34]. Les plus courantes sont les spirales archimédiennes, c'est à dire à pas constant et les spirales à pas logarithmiques. Le principal intérêt des antennes spirales est leur largeur de bande d'adaptation. Cette propriété s'explique par leur géométrie quasiment invariante en fonction du facteur d'échelle.

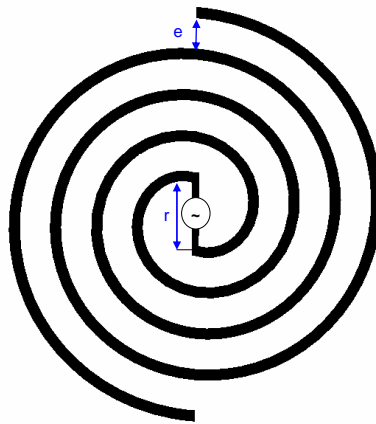


FIG. 2.26.: Antenne en spirale archimédienne. Caractérisée par le rayon intérieur r nécessaire à l'alimentation, l'espace e entre 2 bras successifs et le nombre de tours n .

Les antennes spirales peuvent comporter deux ou quatre bras :

- Une spirale à quatre bras rappelle le principe de l'antenne QFHA présentée à la section 2.1.5. Comme la QFHA, elle nécessite un réseau d'alimentation.
- Une antenne à deux bras permet d'obtenir une polarisation circulaire sans nécessiter la présence d'un réseau d'alimentation.

2.1.6.2. Simulation

Une spirale archimédienne à deux bras est simulée. Elle est présentée à la figure 2.27.

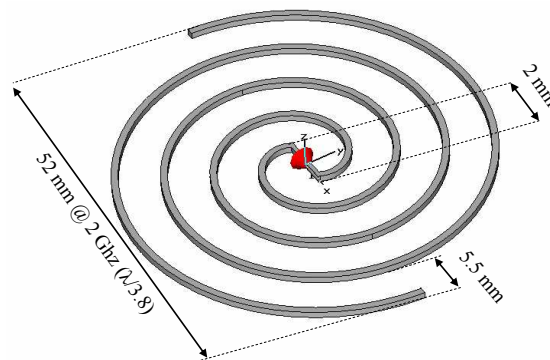


FIG. 2.27.: Structure d'antenne spirale simulée.

La spirale est une antenne large bande, elle est adaptée à partir de 2 GHz jusqu'à plus de 10 GHz à $S_{11} < -10dB$. La figure 2.28 présente l'adaptation d'impédance correspondant à la simulation.

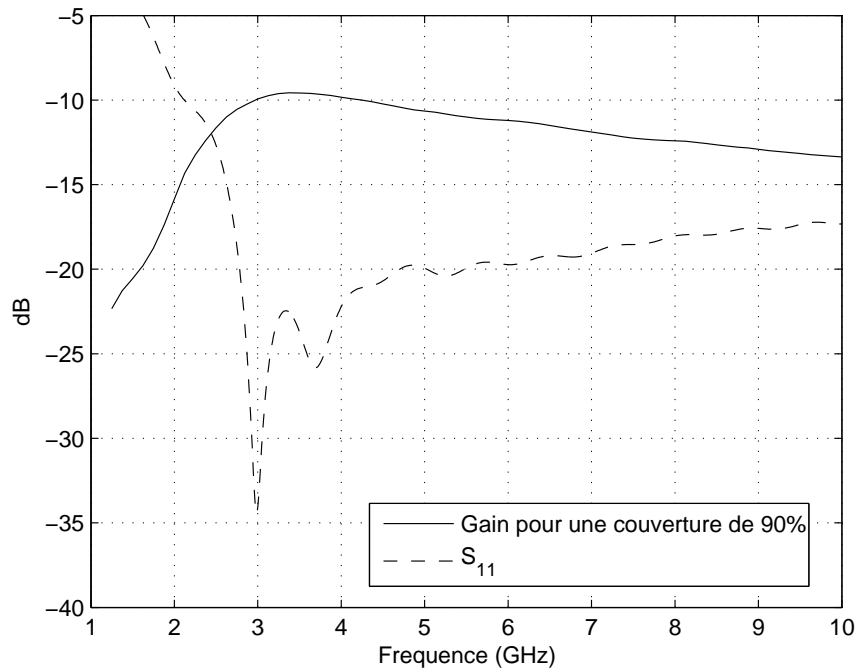


FIG. 2.28.: Spirale : Gain de couverture à 90% et adaptation d'impédance

2.1.6.3. Caractéristique de rayonnement

D'après la figure 2.28, la meilleure couverture est obtenue à la fréquence de 3.6GHz. Les caractéristiques de rayonnement présentées sont données pour cette fréquence.

La figure 2.29 représente la directivité. La figure 2.30 représente le rapport axial. Le rayonnement est omnidirectionnel avec une légère oscillation due au fait que la spirale est plus large selon Ox que selon Oy . Il est maximum dans la direction normale à la spirale avec une directivité de 4 dB avec une polarisation circulaire. Il est plus faible d'environ 10 dB dans le plan de celle-ci avec une polarisation rectiligne. Ce type de rayonnement rappelle celui des dipôles en croix. L'isotropie de puissance est cependant moins bonne.

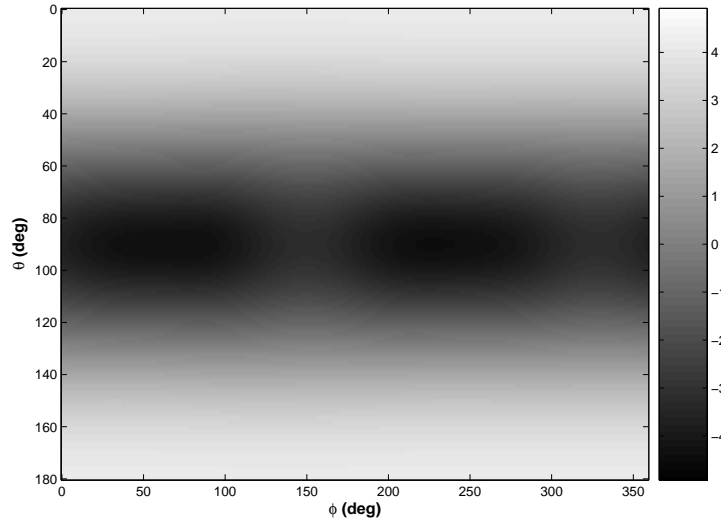


FIG. 2.29.: Spirale : Diagramme de directivité (dBi)

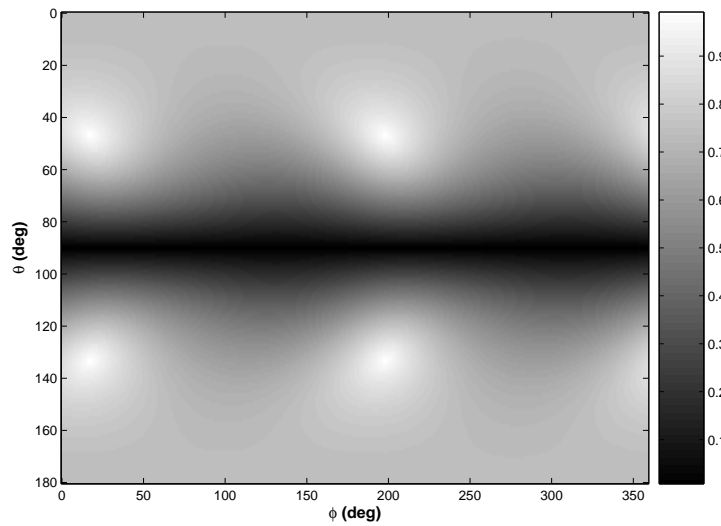


FIG. 2.30.: Spirale : Rapport axial (En echelle linéaire : 0 = polarisation rectiligne / 1 = polarisation circulaire)

2.2. Tableau de synthèse

Afin de comparer entre elles les différentes structures exposées dans ce chapitre, nous présentons ci-dessous un tableau de synthèse regroupant les différentes caractéristiques utiles des structures présentées ci-dessus. Les caractéristiques de rayonnement ne sont pas évoquées ici car elles seront comparées en détail à la fin du chapitre 3 grâce aux critères développés spécifiquement pour notre contexte d'étude dans ce chapitre.

Antenne	Bande passante	Facteur de forme	Dimension	Plan de masse
Combinaison de dipôles en croix alimentés en quadrature de phase. [51]	11%	Planaire rectangulaire. Réalisation possible en circuit imprimé.	Dipôles $\lambda/2$ formant les diagonales du carrée.	Non
Antenne en U. [40]	2%	Planaire et rectangulaire. Réalisation possible en circuit imprimé.	Rectangle de dimension $\lambda/6$ x $\lambda/11$ (sur FR4)	Non
Combinaison d'un dipôle électrique et d'une boucle magnétique.	$\sim 11\%$	Boucle planaire (rectangulaire ou circulaire) et dipôle orienté dans l'axe normal à la boucle. Possibilité de minaturiser la structure en remplaçant le dipôle pour une structure de type fil-plaque.[65, 66]	Base carrée de côté $a = \lambda/2$ (Sur FR4) brin du dipôle de hauteur $H = \lambda/2$.	Non
Antenne IFA sur petit plan de masse. [57]	$\sim 1.5\%$ Possibilité d'élargissement de bande [67, 68]	Parallélépipède (3D) à faible hauteur	Toit en $\lambda/4.5$ x $\lambda/28$ sur plan de masse en $\lambda/3$ x $\lambda/9$. Hauteur en $\lambda/45$.	Oui
Antenne Quadrifilaire à Hélice. [62, 69]	8% Possibilité d'élargissement de bande [70]	Cylindrique	Base circulaire de rayon $\lambda/2$ et de hauteur $\lambda/3$.	Oui
Antenne Spirale.[64, 34]	Large bande ($>1:4$)	Planaire et circulaire. Réalisation possible en circuit imprimé.	Disque de rayon $r = \lambda/2$.	Non

TAB. 2.1.: Tableau de synthèse des caractéristiques physiques ainsi que des bandes passantes des antennes de l'état de l'art .

2.3. Conclusion

L'inventaire de structures présentées dans ce chapitre permet de montrer quelles caractéristiques de rayonnement peuvent être obtenues pratiquement en terme d'isotropie de

2. Etat de l'art

puissance et d'uniformité de polarisation.

Les limitations théoriques mises en évidence à la section 1.4 à partir d'un argument topologique nous indique qu'une antenne ne peut être simultanément isotrope en puissance et à polarisation uniforme sur tout l'espace. Cependant elles ne nous renseignent pas sur le lien existant entre ces deux propriétés. L'état de l'art nous permet d'appréhender cet aspect de façon concrète.

- L'isotropie en puissance peut être obtenue, c'est le cas des dipôles en croix ou de l'antenne en U, mais l'état de polarisation est alors hétérogène.
- Inversement, un état de polarisation uniforme est possible, c'est le cas d'une combinaison de boucle et de dipôles, mais au détriment de l'isotropie de puissance.

Cet inventaire nous permet également de mieux appréhender quelles distributions de courant sont susceptibles de conduire aux caractéristiques de rayonnement recherchées. Il s'agit d'une phase indispensable avant de proposer de nouvelles structures comme nous l'envisagerons au chapitre 4. On remarque ainsi que trois des structures (les dipôles en croix, la combinaison boucle et dipôles et la QFHA) sont des associations d'éléments rayonnants alimentés en quadrature de phase. Ceci est essentiel à l'obtention d'un rayonnement polarisé circulairement, résultat bien connu. Dans le cas des dipôles en croix ou de la QFHA, il s'agit également d'une condition nécessaire à l'isotropie en puissance du rayonnement.

Présentées ainsi, les caractéristiques de rayonnement fournies pour chaque antenne, ne nous permettent cependant pas de répondre efficacement et précisément à notre problématique :

- Quelle structure parmi cet état de l'art est la plus adaptée afin d'assurer des performances en transmission constante quelque soit l'orientation du dispositif équipé ?
- Certaines structures ont-elles des performances proches ou sont elles très différentes ?
- Comment quantifier le gain procuré par le choix d'une antenne plutôt que d'une autre dans notre contexte d'application ?
- Le gain apporté par l'une de ces antennes par rapport à une antenne plus simple à mettre en oeuvre, par exemple un dipôle, est-il suffisant pour justifier un tel choix ?

Il n'existe pas dans la littérature de critères permettant de répondre, directement et rigoureusement à ce type de questions. La difficulté provient du fait qu'il faut pour cela comparer simultanément deux aspects qui sont de nature complètement différente : l'isotropie de la puissance rayonnée par l'antenne, responsable de la dégradation de la transmission dans certaines directions et les états de polarisation de l'antenne, responsables de la désadaptation de polarisation.

Cette problématique importante fait l'objet du chapitre 3. Un critère rigoureux et pragmatique est proposé afin de comparer les antennes dans ce contexte. Les antennes de cet état de l'art pourront alors être rigoureusement comparées (section 3.6).

3. Caractérisation de la couverture isotrope

Lorsque le problème se pose au concepteur système de choisir une antenne pour équiper un dispositif destiné à être utilisé dans une orientation aléatoire, celui-ci est amené à se poser les questions suivantes :

- Dans quelle mesure les variations d'orientation influent sur les performances de la communication ? Quelles conséquences au niveau de l'application visée ?
- Quel serait la meilleure antenne disponible ? Résoud-t-elle complètement le problème ?
- Dans quelle mesure le choix d'une antenne ou d'une autre est susceptible de modifier les performances ?
- Lorsqu'il s'agit de trouver un compromis pour le choix d'une antenne entre efficacité, dimensions, intégration, coût, bande passante, etc, comment prendre en compte et quantifier la problématique de la couverture et être en mesure de la comparer avec les autres critères ?

Il n'existe pas dans la littérature de critères permettant de répondre, directement et rigoureusement à ce type de questions. La difficulté provient du fait qu'il faut pour cela comparer simultanément deux aspects qui sont de nature différente : l'isotropie de la puissance rayonnée par l'antenne, responsable de la dégradation de la transmission dans certaines directions et les états de polarisation de l'antenne, responsables de la désadaptation de polarisation.

L'objectif de ce troisième chapitre est de proposer une méthode de caractérisation permettant de mesurer les performances d'une antenne par rapport au problème posé. Notre démarche est orientée vers la conception d'antennes. Une telle méthode de caractérisation permettra de quantifier les performances de différentes structures, de les comparer entre elles et d'évaluer les optimisations éventuelles.

Dans la section 3.1, nous présentons un état de l'art des critères extraits de la littérature permettant de quantifier l'isotropie de rayonnement d'une antenne. Ces critères sont présentés en allant des plus simples et généraux aux plus spécifiques. Nous en montrons les limites et expliquons pourquoi ils ne sont pas adaptés à notre approche.

Dans la section 3.2, nous proposons une nouvelle méthode permettant de caractériser les performances d'une antenne au sens de notre problématique. Nous appelons ce critère la *fonction de couverture* de l'antenne. Par rapport aux critères existants dans la littérature, sa principale nouveauté est de prendre en compte l'aspect de désadaptation de polarisation.

La section 3.3 met en pratique la fonction de couverture afin d'étudier et comparer quelques antennes usuelles. Le but est de mieux comprendre l'intérêt et l'utilisation de la fonction de couverture et de faire le lien avec les caractéristiques de rayonnement correspondantes.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

Dans la section 3.4, nous prolongeons la démarche adoptée ci-dessus pour prendre en compte l'influence d'un canal de propagation à multi trajets sur la couverture de l'antenne. Nous définissons ainsi la *couverture effective* de l'antenne dans un environnement donné.

La section 3.5 étudie la couverture d'un corpus d'antennes classiques dans différents environnements de propagation. L'objectif est de mieux comprendre l'effet induit par le canal de propagation et d'en tirer des principes utiles pour la conception d'une antenne à couverture optimisée.

3.1. État de l'art des critères de couverture

3.1.1. Rappel : Définition de la directivité d'une antenne

La répartition dans l'espace de la puissance rayonnée par une antenne est caractérisée par sa directivité. La directivité est une grandeur normalisée. Compte tenu du thème de notre étude, cette grandeur est utilisée tout au long de ce chapitre. Nous en rappelons au préalable la définition.

La directivité s'exprime par la relation [33] :

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot p(\theta, \phi)}{P_{ray}} \quad (3.1)$$

- $p(\theta, \phi)$ est la densité stérique de puissance rayonnée dans la direction (θ, ϕ) et s'exprime en W/Sr.
- P_{ray} est la puissance totale rayonnée par l'antenne et s'exprime en intégrant la densité de puissance sur toutes les directions.

$$P_{ray} = \int_0^\pi \int_0^{2\pi} p(\theta, \phi) \sin(\theta) d\phi d\theta \quad (3.2)$$

La directivité se définit également comme le rapport entre la densité de puissance rayonnée par l'antenne et la densité de puissance d'une antenne isotrope qui émettrait avec la même puissance totale :

$$D(\theta, \phi) = \frac{p(\theta, \phi)}{p_{iso}} \quad (3.3)$$

avec p_{iso} la densité de puissance de l'antenne isotrope de même puissance totale rayonnée :

$$p_{iso} = \frac{P_{ray}}{4\pi} \quad (3.4)$$

La directivité est un rapport de puissance sans unité qui est généralement donné en dBi, le i rappelant que la puissance de référence est celle de l'antenne isotrope définie à l'équation (3.4).

3.1.2. Caractérisation de l'isotropie de puissance

Dans cette section, nous récapitulons les critères permettant de quantifier les variations de la directivité en fonction de la direction de propagation (θ, ϕ) . Une antenne idéalement

isotrope en puissance est par définition telle que sa directivité est une fonction invariante par rapport à θ et ϕ . L'intérêt de ces critères est de comparer une antenne quelconque par rapport à une source idéalement isotrope en puissance. Nous appelons *isotropie en puissance* cette propriété que nous nous proposons de quantifier.

3.1.2.1. Rapport entre le minimum et le maximum de la directivité

L'isotropie de puissance peut se caractériser simplement en mesurant le rapport entre le maximum et le minimum de la directivité.

$$\Delta(D) = \frac{\max[D(\theta, \phi)]}{\min[D(\theta, \phi)]} \quad (3.5)$$

$$_{dB} = \max[D_{dB}(\theta, \phi)] - \min[D_{dB}(\theta, \phi)] \quad (3.6)$$

Ce critère est satisfaisant si la directivité varie faiblement autour de sa valeur moyenne en fonction de θ et ϕ . Cependant, il n'est pas très adapté pour départager correctement des antennes présentant des directions pour lesquelles le rayonnement s'annule complètement. C'est le cas du dipôle. Dans ce cas, le minimum étant toujours nul, le rapport devient infini quelque soit la régularité du reste du diagramme de rayonnement.

Ce critère présente l'avantage d'être simple à calculer ou à lire sur un diagramme de directivité.

3.1.2.2. Variance de la directivité

L'isotropie en puissance peut être caractérisée par la variance ou de l'écart-type de la directivité. Par définition, la directivité est normalisée, sa valeur moyenne vaut 1.

Sa variance s'exprime donc par :

$$Var(D) = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi [D(\theta, \phi) - 1]^2 \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (3.7)$$

et son écart-type par :

$$\sigma(D) = \sqrt{Var(D)} \quad (3.8)$$

La variance est une fonction continue. Elle est adaptée pour servir de fonction de coût lors d'une optimisation de diagramme, notamment par un algorithme de minimisation aux moindres carrés, puisqu'il s'agit par définition de l'écart aux moindres carrés du diagramme de rayonnement considéré par rapport à l'antenne isotrope idéale. En outre, il s'agit d'une notion classique de statistique, simple à interpréter.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

3.1.2.3. Proportion de couverture

On peut caractériser l'isotropie en puissance en spécifiant la proportion des directions dans lesquelles la directivité est supérieure à une valeur de seuil. On peut par exemple parler du pourcentage de couverture de l'espace à -3dB.

Une telle mesure présente l'avantage d'être aisément interprétable. Elle est adaptée dans le contexte d'une application précise, par exemple un système de communication numérique dont on connaît le seuil de sensibilité d'après les spécifications de l'émetteur et du récepteur. Elle ne permet cependant pas de savoir quelles sont les directions de l'espace qui sont couvertes ou non.

3.1.2.4. L'isotropie de Koob

Un nouveau paramètre permettant de caractériser l'isotropie en puissance est proposé par Koob en 1974 [71]. Il s'agit d'une extension de la proportion de couverture évoquée ci-dessus. Afin de la distinguer des autres définitions nous nous y référons sous la dénomination d'*Isotropie de Koob*.

Selon le principe présenté au paragraphe 3.1.2.3, il est possible de définir la couverture C d'une antenne correspondant à un seuil donné de directivité minimum d . La couverture est la proportion des directions pour lesquelles l'antenne rayonne avec une directivité supérieure à d .

La couverture peut être exprimée par :

$$C(d) = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega_T} H[D(\Omega) - d] d\Omega$$

D est la directivité de l'antenne, Ω est la direction de propagation, Ω_T représente l'espace entier, $H(x)$ est la fonction échelon (ou fonction d'Heaviside) telle que :

$$H(x) = \begin{cases} 0 & \text{si } x < 0 \\ 1 & \text{si } x \geq 0 \end{cases}$$

Par définition, la couverture $C(d)$ est une fonction monotone décroissante de $[0, +\infty[$ dans $[1, 0]$ avec $C(0) = 1$ et $C(d) \rightarrow 0$ lorsque $d \rightarrow \infty$.

Pour une antenne donnée, la couverture $C(d)$ peut être calculée et tracée. Un tel exemple est donné à la figure 3.1 pour un dipôle demi-onde.

Afin de caractériser l'antenne par une valeur numérique unique plutôt que par une fonction, Koob définit l'isotropie à partir de la couverture par :

$$I_{Koob} = \int_0^1 C(x) dx \tag{3.9}$$

L'isotropie de Koob est représentée graphiquement sur la figure 3.1.

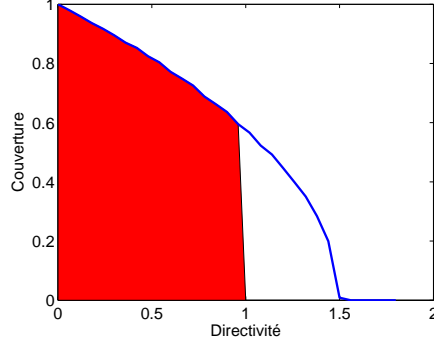


FIG. 3.1.: Courbe de couverture d'un dipôle élémentaire (D'après [71]). L'isotropie de Koob est égale à l'aire colorée en rouge.

Une autre interprétation peut être faite par rapport au diagramme de rayonnement d'une antenne. L'isotropie de Koob est proportionnelle au volume pour lequel le diagramme de directivité en trois dimensions est inférieur à 1. Cette interprétation est représentée sur un plan de coupe à la figure 3.2.

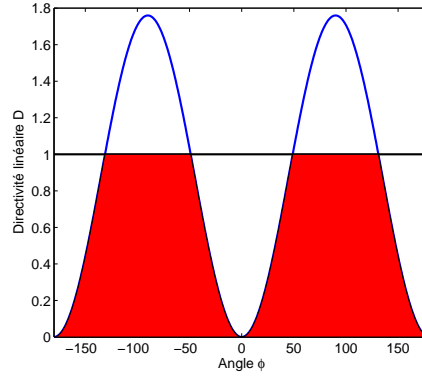


FIG. 3.2.: Interprétation graphique de l'isotropie de Koob.
En bleu, la directivité d'un dipôle élémentaire selon un plan de coupe (Plan E).
L'isotropie de Koob est proportionnelle à l'aire colorée en rouge.

Une isotropie $I = 1$ correspond à une antenne parfaitement isotrope. Lorsque I tend vers 0, cela correspond à une antenne infiniment directive. On ne connaît en revanche pas le nombre ni la répartition des lobes de l'antenne.

3.1.2.5. L'isotropie de Reddy

Une variante de l'isotropie de Koob est proposée en 1978 par Reddy [72]. Nous nous y référons ici sous le nom d'*Isotropie de Reddy*.

Le calcul de l'isotropie de Koob (3.9) ne prend pas en compte les valeurs de directivité supérieures à 1. Ainsi deux antennes ayant la même répartition de directivité pour les valeurs inférieures à 1 et une répartition différente pour des valeurs supérieures auront la même isotropie. La nouvelle définition proposée par Reddy a pour objectif de prendre en compte l'ensemble du diagramme de rayonnement.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

On définit d'abord le rapport de gain, ou plutôt le rapport de directivité par :

$$D_r(\Omega) = \begin{cases} D(\Omega) & \text{si } D(\Omega) \leq 1 \\ 1/D(\Omega) & \text{si } D(\Omega) > 1 \end{cases}$$

avec D est la directivité de l'antenne et Ω est la direction de propagation.

L'isotropie est ensuite définie par :

$$I_{Reddy} = \frac{1}{4\pi} \int_{\Omega_T} D_r(\Omega) d\Omega \quad (3.10)$$

L'isotropie de Reddy comme celle de Koob est un nombre compris entre 0 et 1.

- L'état $I = 1$ correspond à avoir $D_r(\Omega) = 1$ dans toutes les directions Ω . Il s'agit de l'isotropie parfaite.
- Lorsque I tends vers 0, cela signifie que la directivité s'écarte fortement d'unité. Ceci correspond à des distributions qui s'éloignent de l'isotropie.

Une interprétation peut être faite par rapport au diagramme de rayonnement d'une antenne. Cette interprétation est représentée sur un plan de coupe à la figure 3.3. La comparaison des figures 3.2 et 3.3 permettent de cerner les différences entre les deux définitions.

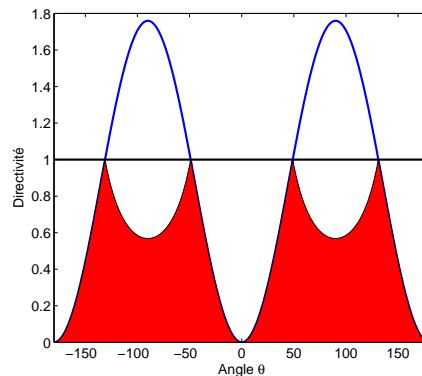


FIG. 3.3.: Interprétation graphique de l'isotropie de Reddy.

En bleu, le diagramme de directivité d'un dipôle élémentaire (plan E). L'isotropie de Reddy est proportionnelle à l'aire colorée en rouge.

3.1.3. Caractérisation de l'uniformité de l'état de polarisation sur le diagramme

Une antenne rayonne dans une direction donnée une onde présentant en champ lointain les propriétés d'une onde plane. En régime harmonique, le champ électromagnétique décrit en toute généralité une ellipse dans le plan normal à la direction de propagation de l'onde. Les caractéristiques de cette ellipse forme se que l'on appelle l'état de polarisation de l'onde. L'annexe A est consacré à la définition de ses propriétés.

Nous avons montré à la section 1.3.4 du chapitre 1 que dans notre contexte visant à rendre la transmission de puissance entre deux antennes indépendantes de l'inclinaison, l'unifor-

mité de l'état de polarisation sur l'ensemble de leur diagramme était une caractéristique essentielle à atteindre.

Il est donc important de disposer d'un critère permettant de quantifier celle-ci de façon globale. Nous proposons pour cela d'utiliser la moyenne de l'inverse du rapport axial sur l'espace.

Le rapport axial dans la direction de propagation Ω est défini comme étant le rapport du grand axe OM sur le petit axe Om de l'ellipse de polarisation (voir Annexe A) :

$$RA(\Omega) = \frac{OM(\Omega)}{Om(\Omega)} \quad (3.11)$$

Le rapport axial est un nombre compris entre 1 et $+\infty$. En pratique, notamment dans les programmes informatiques, il est plus aisé de manipuler l'inverse du rapport axial qui est un nombre compris entre 0 et 1 et qui évite alors les valeurs infinies.

- $RA^{-1}(\Omega) = 0$ correspond à une polarisation rectiligne.
- $RA^{-1}(\Omega) = 1$ correspond à une polarisation circulaire.

Il est alors possible de définir la moyenne de l'inverse du rapport axial par :

$$\overline{RA^{-1}} = \int_{\Omega_T} \frac{1}{RA(\Omega)} d\Omega \quad (3.12)$$

- $\overline{RA^{-1}} = 0$ correspond à une polarisation uniformément rectiligne sur l'ensemble de l'espace.
- $\overline{RA^{-1}} = 1$ correspond à une polarisation uniformément circulaire sur l'ensemble de l'espace.

3.1.4. Synthèse et conclusion

Différents critères permettant de quantifier et comparer l'isotropie en puissance d'une antenne quelconque par rapport à l'isotropie idéale ont été présentés. Les premiers tels que l'écart minimum maximum ou la variance sont intéressants en raison de leur simplicité. Les seconds sont plus complexes mais également plus précis lorsqu'il s'agit de comparer finement des structures rayonnantes.

Un critère simple permettant de quantifier l'uniformité de l'état de polarisation sur le diagramme a également été proposé.

Cependant ces critères ne sont pas suffisants par rapport à notre contexte d'application,

- Ils ne permettent pas d'être interprété physiquement. Au sens de Koob ou Reddy une isotropie de 1 équivaut à une antenne parfaitement isotrope en puissance. Cependant il est par exemple difficile d'interpréter une isotropie de 1/2 . Comment la relier facilement aux paramètres usuels tels que le gain ou le bilan de puissance ? Quel sera le bénéfice en terme d'application d'une augmentation de X% de l'isotropie ? Ce manque de pragmatisme est sans doute la raison pour laquelle ces critères sont très peu usités.
- Nous ne disposons pas d'un critère unique permettant de caractériser les performances d'une antenne quelconque par rapport à notre contexte d'étude. Afin d'obtenir une

3. Caractérisation de la couverture isotrope

antenne aussi insensible que possible aux variations d'orientation, on recherche simultanément l'isotropie en puissance et l'uniformité des états de polarisation. Or il n'existe pas, dans la littérature, de méthodes de caractérisation prenant en compte ces deux aspects simultanément.

3.2. La fonction de couverture

L'objectif de cette section est de proposer un nouveau critère permettant d'évaluer la couverture isotrope d'une antenne [73, 74]. Cette méthode est une extension de la notion de courbe de couverture exposée par Koob (Voir section 3.1.2.4). Elle présente l'avantage par rapport aux méthodes précédentes de prendre en compte simultanément l'aspect d'isotropie de puissance et les effets de désadaptation de polarisation. De plus, les courbes de couverture obtenues s'interprètent assez simplement, en particulier lorsqu'il s'agit d'établir un bilan de liaison sur une chaîne de transmission.

3.2.1. Principe général

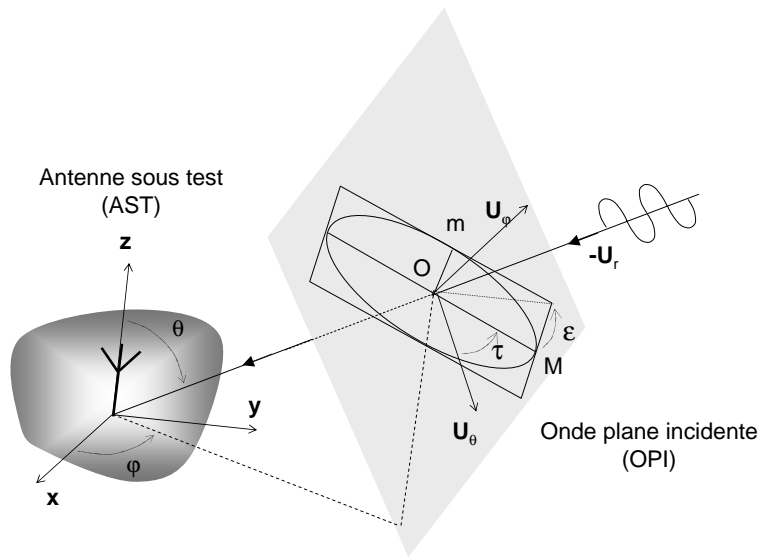


FIG. 3.4.: L'Antenne Sous Test (AST) est illuminée par l'onde plane incidente (OPI) dont la direction et l'inclinaison sont paramétrées par les angles (θ, ϕ, τ) . L'état de polarisation de l'OPI est caractérisé par un angle d'ellipticité ϵ et d'inclinaison τ . (Voir Annexe A)

Le principe général est illustré à la figure 3.4. L'Antenne Sous Test (AST) est placée en espace libre, elle est supposée illuminée par une onde plane incidente (OPI) unique. La direction d'arrivée (DA) de l'onde incidente sur le site de l'antenne est déterminée par les angles θ et ϕ dans le repère sphérique associé à l'AST. L'OPI est caractérisée par son angle d'ellipticité ϵ et son angle d'inclinaison τ . En conséquence, l'orientation de l'AST par rapport à l'OPI est complètement déterminée par les trois angles θ , ϕ et τ .

Il est important de noter que l'ensemble des orientations que l'antenne peut prendre par rapport à l'OPI ne se réduit pas à l'ensemble des directions d'arrivées puisque pour chaque DA il existe un ensemble d'inclinaisons possibles. L'ensemble des orientations est un espace à trois dimensions défini par $(\theta, \phi, \tau) \in [0, \pi] \times [0, 2\pi[\times [0, 2\pi[$.

Dans ce contexte, nous définissons la couverture isotrope de l'antenne comme étant la proportion des orientations en (θ, ϕ, τ) pour lesquelles la puissance reçue ou transmise est supérieure à un seuil donné. Le principe consiste alors à calculer la couverture isotrope de l'AST en fonction de la puissance collectée à son port. On obtient une fonction caractéristique de l'antenne que l'on appelle *fonction de couverture*.

En vertu du théorème de reciprocité, les caractéristiques de rayonnement d'une antenne sont identiques en émission et en réception. Ainsi la couverture isotrope caractérise aussi bien l'antenne en émission qu'en réception. Par la suite, par souci de clarté, nous raisonnons uniquement sur le cas où l'AST est en réception et illuminée par l'OPI.

La couverture peut être calculée sur l'espace entier ou seulement sur une portion de celui-ci, par exemple sur un hémisphère. Ceci permet d'adapter le gabarit de la couverture à la particularité de l'application visée.

Nous montrons dans la section suivante que la fonction de couverture peut être exprimée par une formule analytique unique dépendant des composantes de champ lointain de l'AST et des paramètres ϵ et τ de l'OPI. Cette expression est assez simple à implémenter numériquement et peut servir de post-traitement à la suite d'une simulation EM [54] ou d'une mesure en chambre anéchoïde. Ce critère est rapide à calculer. Il pourrait être utilisé comme fonction de coût lors de l'optimisation algorithmique d'une structure d'antenne.

3.2.2. Formulation analytique et implémentation

Le calcul détaillé de la fonction de couverture fait l'objet de l'annexe C. Nous ne présentons ici que les étapes essentielles du calcul.

En utilisant la formule de Friis, lorsque l'AST est illuminée par une OPI selon le contexte illustré à la figure 3.4, la puissance reçue au port l'antenne peut être reliée à la densité de puissance de l'OPI par :

$$P_r(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \cdot |\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST}(\theta, \phi)|^2 \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot W_{OPI} \quad (3.13)$$

L'AST est caractérisée en champ lointain sur tout l'espace par sa directivité $D(\theta, \phi)$, son vecteur unitaire de polarisation $\hat{\rho}_{AST}(\theta, \phi)$ et son efficacité η . Le vecteur unitaire de polarisation est défini à l'équation (A.4) de l'annexe A.

L'OPI est définie par sa densité de puissance W_{OPI} et son vecteur de polarisation unitaire $\hat{\rho}_{OPI}(\theta, \phi)$. Le terme contenant le produit scalaire des vecteurs de polarisation correspond au facteur de perte de polarisation (Polarisation Loss Factor ou PLF) [33, (2-71) p.69].

Le vecteur de polarisation de l'AST peut s'exprimer par ses composantes complexes :

$$\hat{\rho}_{AST}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \rho_\theta(\theta, \phi) \\ \rho_\phi(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

3. Caractérisation de la couverture isotrope

Le vecteur de polarisation de l'OPI peut s'exprimer en fonction de son angle d'ellipticité ϵ et de son angle d'inclinaison τ (Voir Fig. 3.4).

$$\hat{\rho}_{OPI} = \begin{pmatrix} \cos(\tau) \cos(\epsilon) + i \sin(\tau) \sin(\epsilon) \\ -\sin(\tau) \cos(\epsilon) + i \cos(\tau) \sin(\epsilon) \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

En utilisant (C.7) et (3.15), le PLF peut être exprimé en fonction de l'ellipticité ϵ et de l'inclinaison τ de l'OPI par :

$$PLF = |\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST}|^2 = \begin{aligned} & (|\rho_\theta|^2 - \frac{1}{2}) \cos(2\epsilon) \cdot \cos(2\tau) \\ & - \operatorname{Re}(\rho_\theta \rho_\phi^*) \cos(2\epsilon) \cdot \sin(2\tau) \\ & - \operatorname{Im}(\rho_\theta \rho_\phi^*) \cdot \sin(2\epsilon) + \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (3.16)$$

Cette équation correspond à la formulation (C.15) de l'annexe (C).

Afin de simplifier l'expression (3.16), la notation des dépendances en (θ, ϕ) pour ρ_θ et ρ_ϕ a été omise. Il peut être noté à partir de (3.16) que le PLF varie de façon sinusoïdale par rapport à l'angle d'inclinaison τ .

Si l'AST était une source isotrope idéale ayant une efficacité de 100% et étant parfaitement adaptée à l'OPI quels que soient ses états de polarisation, η , D et le PLF serait constants et égaux à 1. Dans le cas idéal, il se déduit de l'équation (3.13) que quels que soient η , D et le PLF la puissance reçue se réduit à :

$$P_{iso} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot W_{OPI} \quad (3.17)$$

Notre objectif étant de quantifier l'isotropie des propriétés de rayonnement de l'AST, la puissance reçue P_r sera référencée par rapport à la puissance P_{iso} :

$$\frac{P_r}{P_{iso}} = \eta \cdot D \cdot |\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST}|^2 \quad (3.18)$$

L'étape suivante consiste à calculer la couverture de l'AST pour un seuil donné X du rapport P_r/P_{iso} . La proportion des orientations pour lesquelles $P_r/P_{iso} > X$ lorsque τ varie de 0 à 2π et lorsque la direction d'arrivée de l'OPI reste constante peut être exprimé par :

$$\operatorname{Prop} \left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X \right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H \left(\frac{P_r}{P_{iso}} - X \right) d\tau \quad (3.19)$$

avec H étant la fonction échelon définie par :

$$\begin{cases} H(x) = 1 & \text{si } x \geq 0 \\ H(x) = 0 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

En introduisant (3.16), une expression analytique de (3.19) peut être obtenue :

$$\text{Prop} \left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X \right) = \frac{1}{\pi} \arccos \left(\frac{\frac{2 \cdot X}{\eta \cdot D} + 2 \cdot \Im m \left(\rho_\theta \rho_\phi^* \right) \cdot \sin(2\varepsilon) - 1}{\sqrt{(2|\rho_\theta|^2 - 1)^2 + 4\Re e \left(\rho_\theta \rho_\phi^* \right)^2 \cdot \cos(2\varepsilon)}} \right) \quad (3.20)$$

Il s'agit de l'équation (C.42) de l'annexe C.

La fonction *arccos* provient de la variation sinusoïdale du *PLF* en tant que fonction de τ en raison des pertes de polarisation.

Cette relation peut également être exprimé en fonction des angles d'inclinaison et d'ellipticité de l'AST comme il l'est montré dans l'annexe C à la section C.5.1 :

$$Prop \left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X \right) = \frac{1}{\pi} \arccos \left(\frac{2 \frac{X}{\eta D} + \sin(2\epsilon_a) \sin(2\epsilon) - 1}{\cos(2\epsilon_a) \cos(2\epsilon)} \right) \quad (3.21)$$

ϵ_a représente l'ellipticité de l'AST.

Afin de prendre en compte l'ensemble des directions du champ lointain, (3.20) est moyennée sur l'ensemble de l'espace $\Omega_T = 4\pi$. Ainsi la proportion de cas, quelles que soient la DA et l'inclinaison de l'OPI pour lesquelles $P_r/P_{iso} > X$ est finalement obtenue. Cette fonction sera appelée fonction de couverture de l'AST. Son expression générale est donnée par :

$$C_\epsilon(X) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \arccos \left(\frac{2 \frac{X}{\eta D(\theta, \phi)} + 2 \Im m \left(\rho_\theta(\theta, \phi) \rho_\phi^*(\theta, \phi) \right) \sin(2\epsilon) - 1}{\sqrt{(2|\rho_\theta(\theta, \phi)|^2 - 1)^2 + 4 \Re e \left(\rho_\theta \rho_\phi^* \right)^2 \cos(2\epsilon)}} \right) \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (3.22)$$

L'équation (3.22) est fonction des composantes complexes du vecteur de polarisation, de la directivité et de l'efficacité de l'antenne sous test. Ces caractéristiques sont typiquement obtenues en données de sortie des logiciels de simulation EM ou des dispositifs de mesure de champ lointain d'antennes telles que les chambres anéchoïdes. Ainsi l'utilisation de ce critère en tant qu'outil de post traitement devrait être relativement simple à mettre en oeuvre dans n'importe quel langage de programmation. Un schéma bloc de la structure de programmation à mettre en place et les données d'entrée nécessaires sont présentés à la figure 3.5.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

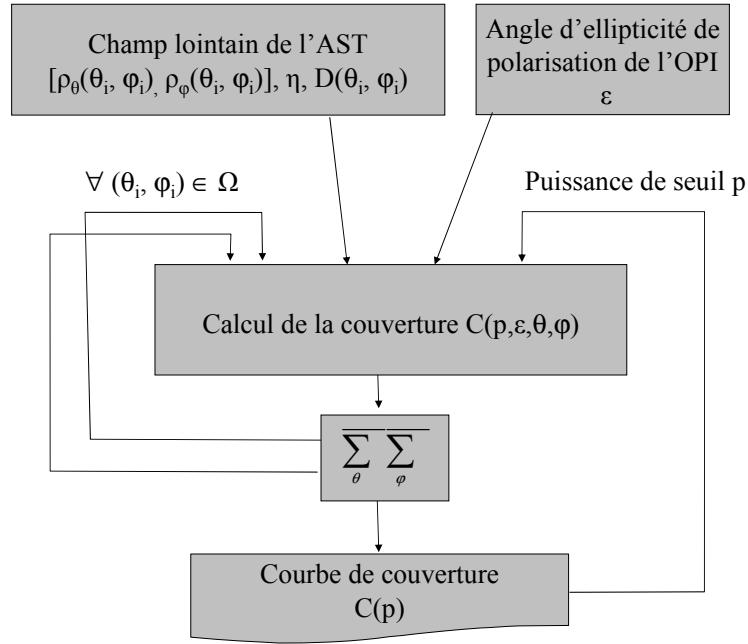


FIG. 3.5.: Schéma-bloc de l'implémentation du critère

Il est nécessaire de connaître le champ lointain de l'AST sous forme d'un échantillonnage sur une grille (θ_i, ϕ_i) du repère de coordonnées sphériques liées à l'antenne. L'intégration sur (θ, ϕ) peut être implémentée par deux boucles imbriquées sur les variables discrètes θ_i et ϕ_i . Une boucle supplémentaire sur le seuil de puissance reçue permet de balayer l'intervalle utile.

3.2.3. Courbes de couverture

3.2.3.1. Antennes de références

Le but de cette section est d'illustrer le critère proposé ci-dessus sur un ensemble de quatre antennes. Celles-ci sont choisies pour leur rayonnement particulier ou parce qu'il s'agit de structures usuelles. L'intérêt est de fournir des courbes de couverture de référence permettant d'étalonner le critère pour l'utiliser ensuite sur des structures quelconques, notamment les antennes miniatures à couverture large présentées dans l'état de l'art.

Les antennes sont illustrées à la figure 3.6 et les courbes de couvertures correspondantes sont présentées à la figure 3.8.

Les antennes choisies sont :

- Un dipôle de longueur demi-onde. Il s'agit de l'antenne la plus simple et la plus connue. Elle est donc donnée à titre de référence.
- Une combinaison de deux dipôles demi-onde en croix alimentés en quadrature de phase [51]. Il s'agit d'une antenne simple, bien connue et parmi les structures les plus isotropes. Elle a été présentée dans l'état de l'art du chapitre 2 à la section 2.1.1.
- Une antenne en F inversé (IFA) montée sur un petit plan de masse [60]. Il s'agit d'une antenne miniature très courante sur les terminaux mobiles actuels. Elle a été présentée dans l'état de l'art du chapitre 2 à la section 2.1.4.

- Une antenne imprimée carrée de dimension demi-onde de directivité maximum 7.2 dBi. Il s'agit également d'une antenne courante et bien connue qui présente un lobe directif dans la direction normale au plan de l'antenne. On peut s'attendre à ce que la couverture isotrope d'une antenne directive soit faible. L'intérêt est de montrer comment celle-ci est évaluée par notre critère par rapport aux antennes à priori plus isotropes.

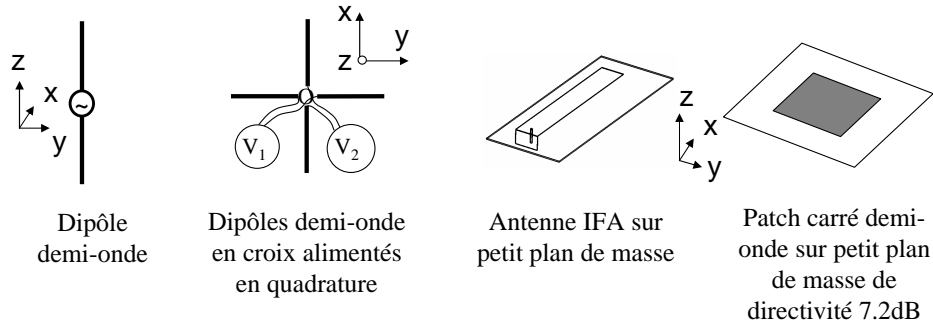


FIG. 3.6.: Schéma des antennes comparées grâce à la fonction de couverture

Pour les deux premières structures, le champ lointain est obtenu à partir d'expressions analytiques. Pour les trois dernières, les champs lointains sont extraits d'un logiciel de simulation électromagnétique 3D [54]. Des plans de coupe caractéristiques du diagramme de rayonnement des antennes sont illustrés à la figure 3.7. Les champs lointains sont ensuite utilisés comme données d'entrée pour calculer les couvertures des antennes. Ils sont préalablement normalisés de sorte que l'on ne prend pas en compte l'efficacité des antennes et les pertes d'insertion mais uniquement la forme propre du diagramme de rayonnement des antennes.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

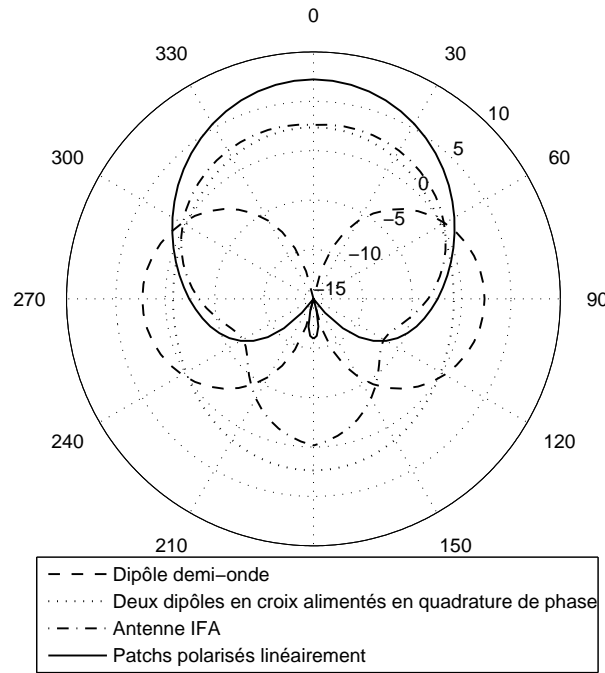


FIG. 3.7.: Diagrammes de directivité typiques correspondant aux quatre antennes testées (figure 3.6) selon les plans XOZ.

3.2.3.2. Courbes de couverture

Les courbes représentant les couvertures des antennes sont présentées sur le graphique 3.8. Il s'agit des couvertures dans le cas d'une illumination par une onde incidente à polarisation rectiligne.

La proportion de couverture est représentée en fonction de la puissance de seuil P_r reçue. Les puissances sont normalisées par rapport à la puissance reçue par une antenne isotrope idéale P_{iso} . (Eq. (3.17)) . Les courbes sont toujours monotones et décroissantes entre 100% de couverture pour une puissance nulle et 0% pour une puissance normalisée supérieure à la directivité maximum de l'antenne.

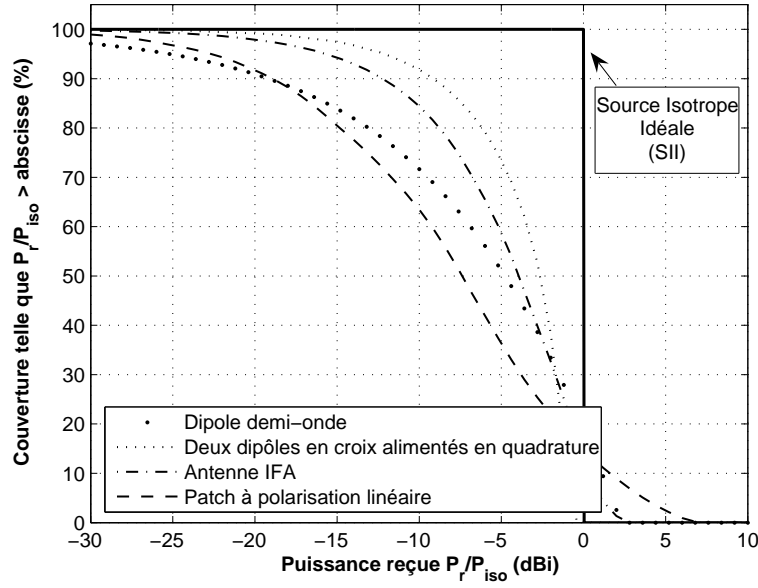


FIG. 3.8.: Courbes de couverture calculées pour quatre antennes de référence illuminées par une onde incidente à polarisation rectiligne.

On commente succinctement les courbes de chaque antenne, les courbes des antennes présentes dans l'état de l'art seront commentées plus en détail à la section 3.6.3. :

Source isotrope idéale : Une antenne parfaitement isotrope en puissance et adaptée à tous les états de polarisation présente une couverture de 100% pour une puissance reçue inférieure à 0 dBi et de 0% au delà.

Dipôle demi-onde : Il est présenté afin de servir de référence car il s'agit d'une antenne couramment utilisée dont le rayonnement de type omnidirectionnel est bien connu. Pour une couverture de 90%, le dipôle reçoit presque 10 dB de moins que la combinaison de dipôles en croix.

Dipôles en croix alimentés en quadrature de phase : Il s'agit de la meilleure structure en terme de couverture parmi les 4 antennes et plus généralement la meilleure antenne de l'état de l'art comme on le verra à la section 3.6.3.

Antenne IFA sur petit plan de masse : Elle obtient la 3e meilleure couverture derrière les dipôles en croix. Pour une couverture de 90%, la puissance reçue est inférieure de 3 dB à ceux-ci. L'antenne IFA est présentée comme exemple ici car il s'agit d'un type de structure couramment utilisée pour la communication sans fil. Elle sera plus amplement détaillée au chapitre 2.

Antenne imprimée carrée polarisée rectilignement : Cette antenne imprimée est carrée de côté $\lambda_g/2$. Elle est imprimée sur un substrat FR4 d'épaisseur 0.8 mm. Sa directivité maximum est de 7.2 dBi et l'ouverture à -3dB de son lobe principal est de 80° dans le plan E et de 75° dans le plan H. Étant l'antenne la plus directive du corpus, elle possède logiquement la moins bonne couverture. Il est à noter que sa courbe de couverture est celle qui décroît le plus lentement et qu'elle atteint 0% lorsque P_{r0} atteint 7.2dB, c'est à dire la directivité maximum de l'antenne imprimée. Par définition de la courbe de couverture, cela correspond bien au fait qu'il

3. Caractérisation de la couverture isotrope

n'y a alors plus de direction de l'espace vers laquelle une puissance supérieure serait susceptible d'être reçue.

3.2.4. Gain de couverture & directivité de couverture

Les courbes de couvertures précédentes permettent de caractériser efficacement les antennes dans le cadre de notre problématique. Cependant il serait intéressant afin de comparer quantitativement et classer les antennes entre elles de disposer d'un nombre unique significatif de leur performance en isotropie. La solution la plus simple consiste à choisir une fiabilité de couverture donnée et à calculer le seuil de puissance reçue correspondant. Typiquement une fiabilité de couverture de 90% est un bon choix afin de comparer de petites antennes. Il serait inutile de choisir un seuil supérieur car même les meilleures antennes identifiées ne permettent pas de couvrir plus de 90% des orientations avec une puissance suffisante. Il serait inutile de choisir une fiabilité inférieure à 60-70 % car on ne peut plus alors parler d'une couverture globale de l'espace. Par convention, une fiabilité de 90% est utilisée dans l'ensemble de notre étude sauf mention contraire.

Si l'efficacité de l'AST n'est pas prise en compte dans (3.22), la fonction de couverture est calculée pour des puissances reçues exprimées en directivité. On appellera donc la puissance minimum reçue pour une couverture de 90%, la *Directivité de couverture à 90%*. Si l'efficacité est prise en compte dans la fonction de couverture, la puissance minimum sera appelée le *Gain de couverture à 90%*.

Dans le tableau 3.1, on donne les directivités de couvertures à 70%, 90% et 99% pour les quatre antennes présentées ci-dessus. Les valeurs de directivité de couverture à 99% sont inférieures à -18 dB pour toutes les antennes. Il a été montré au chapitre 1 qu'une source parfaitement isotrope sensible à tous les états de polarisations était physiquement irréalisable. Ainsi pour une application nécessitant une fiabilité de couverture typiquement supérieure à 90%, l'utilisation d'antennes classiques n'est pas appropriée, il sera alors nécessaire de s'orienter vers des antennes reconfigurables en rayonnement.

Antenne	Directivité de couverture (dB)		
	à 70 %	à 90 %	à 99 %
Dipôle demi onde	-9.49	-19.16	-39.15
Dipole en croix alimenté en quadrature de phase	-4.5034	-9.15	-18.86
Antenne en F inversée montée sur un petit plan de masse	-6.7422	-12.23	-23.46
Antenne imprimée polarisée rectilignement de directivité 7.2dBi	-10.249	-16.31	-30.19

TAB. 3.1.: Directivité de couverture pour le corpus de cinq antennes.

Le gain de couverture peut être utilisé afin d'estimer le bilan de liaison grâce à la formule de Friis :

$$P_r = G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \cdot G_t \cdot P_t \quad (3.23)$$

Avec G_t et G_r respectivement les gains des antennes de transmission et de réception et P_t et P_r les puissances respectivement transmises et reçues.

Dans ces conditions, la puissance minimum reçue effective au port de l'AST pour 90% de ses orientations peut être calculée par la formule suivante :

$$P_{r \min 90\%} = CG_{90\%,\epsilon} \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \cdot G_t \cdot P_t \quad (3.24)$$

Avec $CG_{90\%}$ le gain de couverture à 90% de l'AST en réponse à l'ellipticité de l'état de polarisation de l'antenne d'émission ϵ .

En utilisant 3.24 et la fonction de couverture d'une antenne donnée, la portée de fonctionnement d'un système pour une fiabilité donnée peut être facilement évaluée.

Pour une fiabilité donnée, le gain de couverture peut être relié à la directivité de couverture par :

$$CG = \eta \cdot CD \quad (3.25)$$

3.3. Influence des caractéristiques de l'antenne sur la couverture

Nous disposons maintenant d'une méthode de caractérisation de la couverture isotrope d'une antenne adaptée à notre contexte de communication. Afin d'en illustrer l'intérêt pratique et d'obtenir des ordres de grandeur "étalon", son utilisation a été présentée sur un corpus de quatre antennes classiques.

L'objectif de cette section est maintenant d'étudier de façon plus approfondie dans quelle mesure les caractéristiques de l'antenne influent sur la couverture des antennes à l'aide du critère mis au point.

Nous étudions successivement l'influence de l'ouverture du diagramme de rayonnement (Section 3.3.1) puis de son état de polarisation (Section 3.3.2). Ensuite nous nous intéressons à la dépendance fréquentielle de la couverture sur le cas d'une antenne imprimée à polarisation circulaire (Section 3.3.3).

3.3.1. Influence de l'ouverture du diagramme

Le but de cette section est d'étudier l'influence de l'ouverture du diagramme de rayonnement sur la couverture. Cinq diagrammes de rayonnement synthétiques sont générés. Il s'agit de lobes gaussiens à symétrie de révolution présentant des directivités maximales dans l'axe du lobe comprises entre 0 dBi (isotrope) et 15 dBi. Ils sont représentés à la figure 3.9.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

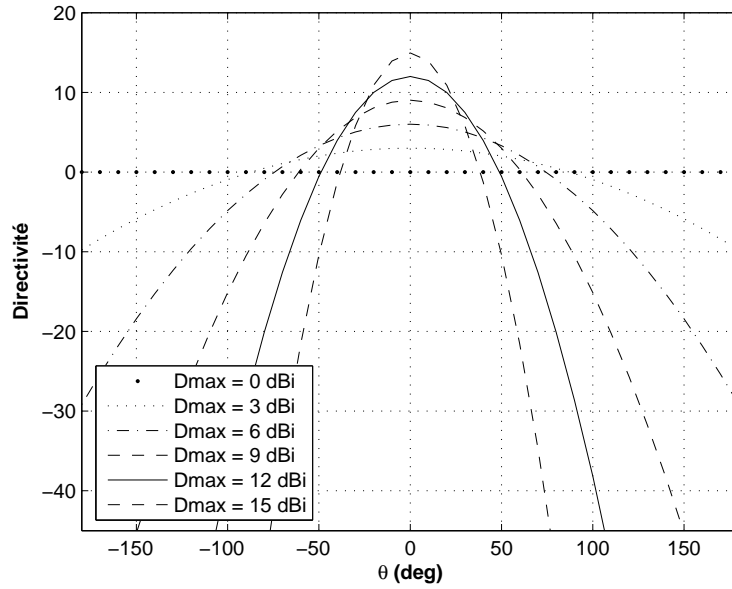


FIG. 3.9.: Diagrammes de synthèse en forme de gaussienne selon θ . Les diagrammes sont normalisés sur l'ensemble de l'espace en 3 dimensions.

Les courbes de couvertures correspondantes sont présentées à la figure 3.10. Le but étant d'isoler l'influence de l'ouverture du diagramme, l'effet de la polarisation n'est pas pris en compte, c'est à dire que l'adaptation de polarisation est parfaite dans toutes les situations.

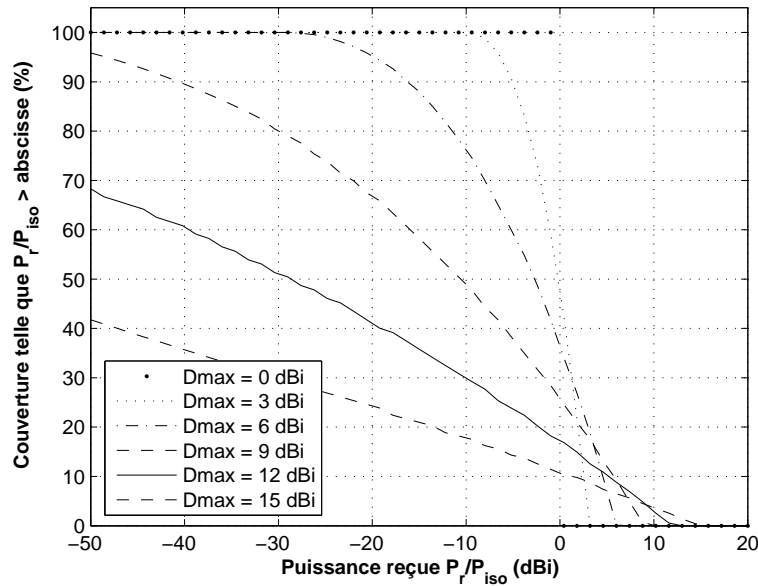


FIG. 3.10.: Courbes de couverture correspondante aux diagrammes de la figure 3.9.

Pour le diagramme de directivité de 0 dBi, on retrouve la courbe de couverture caractéristique de l'antenne isotrope idéale. La couverture s'annule à partir d'une puissance reçue supérieure à la directivité maximale. On remarque qu'il est possible d'avoir une idée de

la zone couverte par le faisceau à -3 dB gaussien en relevant la couverture correspondant à -3 dB de la valeur de la directivité maximale.

On observe que la couverture s'aplatie rapidement lorsque la directivité augmente de sorte que les niveaux de puissance reçue correspondant à des couvertures importantes (au alentour de 100%) diminuent très rapidement. Ceux-ci sont très liés aux niveaux de puissance des zones du diagramme dans lesquelles le rayonnement est minimum. Dans le cas des diagrammes de synthèse gaussiens présentés ci-dessus, il s'agit du rayonnement arrière qui est exponentiellement décroissant lorsque le faisceau se resserre.

3.3.2. Influence de la polarisation de l'antenne

Cette section souligne l'influence de la polarisation de l'antenne sur la couverture. Pour ce faire, un ensemble de cinq situations est présenté à la figure 3.11. Deux antennes imprimées de forme carrées sont illuminées par différentes ondes incidentes (OPI). Les deux antennes possèdent le même diagramme de rayonnement mais des états de polarisation différents. L'une est polarisée circulairement à gauche (PCG), l'autre est polarisée rectilignement (PR). L'antenne polarisée circulairement l'est rigoureusement uniquement dans la direction normale à son plan, la polarisation devient elliptique puis rectiligne dans le plan horizontal comme pour la plupart des antennes polarisées circulairement. On rappelle que par convention, le sens de polarisation d'une antenne correspond au sens de polarisation de l'onde incidente reçue par cette antenne [58].

Elles sont illuminées par trois OPI ayant également des états de polarisation différents : Polarisation Circulaire Gauche (PCG), Polarisation Rectiligne (PR) ou Polarisation Circulaire Droite (PCD). Les fonctions de couverture sont représentées à la figure 3.12. Les données de champs lointains utilisées pour les calculs de couverture sont extraits de simulations électromagnétiques.

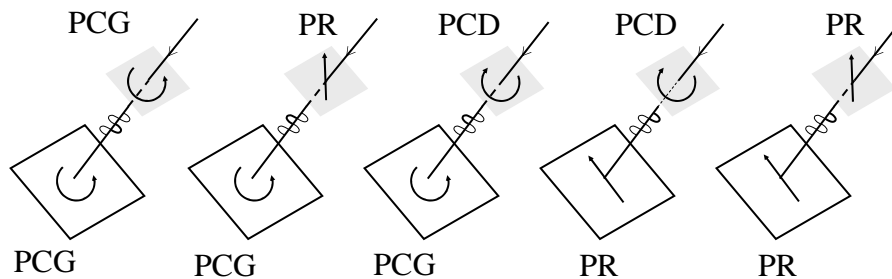


FIG. 3.11.: États de polarisation pour différents scénarios composés de deux antennes imprimées carrées illuminées par trois ondes incidentes. Pour chaque cas, une courbe de couverture est tracée à la figure 3.12 avec le type de pointillé correspondant.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

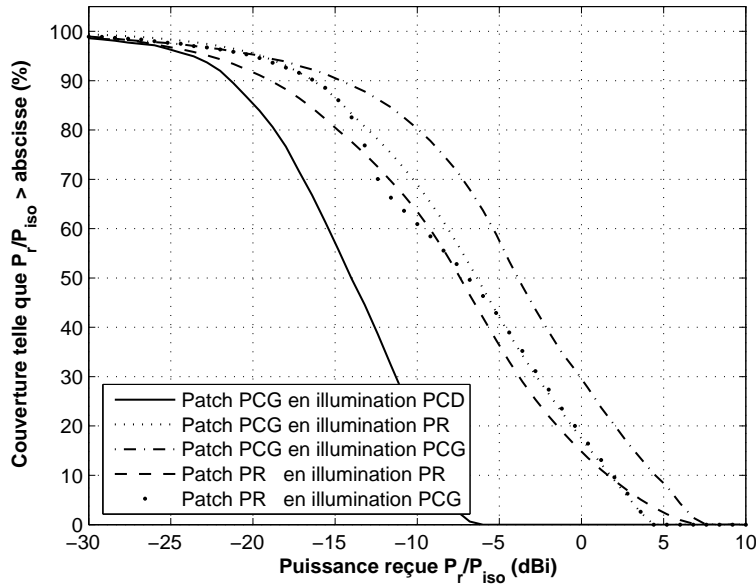


FIG. 3.12.: Courbes de couverture pour les cinq scénarios présentés à la figure 3.11.

Les courbes de couverture ont toutes une allure similaire car le diagramme de rayonnement en puissance des deux antennes imprimées sont similaires. Cependant, il existe un décalage en puissance dépendant des états de polarisation. Ces résultats sont discutés ci-dessous. :

- La meilleure couverture est obtenue pour l'antenne PC illuminée par une onde incidente de même sens de polarisation. Les états de polarisation circulaire sont alors parfaitement adaptés. La puissance transmise est ainsi maximisée et invariante par rapport à l'angle d'inclinaison. En règle générale, l'utilisation d'une antenne et d'une onde incidente de même sens de polarisation circulaire maximise la couverture pour une diagramme de rayonnement en puissance donné.
- L'antenne PC illuminée par une onde plane PR permet d'obtenir quasiment la même couverture que dans le cas d'une antenne PR illuminé par une onde PC. Une légère différence existe entre 60% et 80% du fait que l'antenne PC n'est pas parfaitement polarisée circulairement dans toutes les directions et que l'antenne PR n'est pas non plus parfaitement polarisée rectilignement dans toutes les directions. Leurs courbes de couverture sont décalées d'environ -3dB par rapport au cas PCG-PCG. Ceci est caractéristique d'une désadaptation de polarisation rectiligne/circulaire.
- La couverture dans le cas PR-PR est moins bonne que dans les cas précédents car la dépendance à l'inclinaison est alors maximum. Comme attendu, les cas PCD et PCG ont les moins bonnes couvertures car les deux états de polarisation sont orthogonaux quels que soient les angles d'inclinaison. Cependant l'état de polarisation du patch PC n'est pas parfaitement circulaire dans toutes les directions, il ne l'est strictement que dans la direction normale au plan du patch. Cela explique pourquoi la couverture n'est pas aussi faible qu'elle devrait l'être théoriquement pour une polarisation parfaitement circulaire dans toutes les directions.

Cette étude montre que les états de polarisation de l'antenne doivent être considérés avec la même attention que le diagramme de rayonnement quand il s'agit d'optimiser la couverture.

3.3.3. Caractérisation fréquentielle de la couverture

Il serait intéressant de disposer d'une méthode permettant de caractériser la dépendance en fréquence de la couverture d'une antenne donnée. L'utilisation du critère développé initialement à une fréquence est étendu dans cette section sur une bande de fréquence.

L'étude de la couverture en fonction de la fréquence peut se faire grâce au gain ou à la directivité de couverture. Cette méthode de caractérisation est illustrée ci-dessous sur l'exemple d'une antenne imprimée carré ayant deux de ces coins opposés biseautés [75]. Ce type d'antenne a été choisi comme exemple parce que son diagramme de polarisation varie rapidement en fréquence autour de la fréquence d'adaptation.

Le champ E établi dans entre le plan de masse et la pastille de l'antenne imprimée peut être décomposé en deux modes orthogonaux dégénérés. Les coins biseautés à 45° agissent en perturbant et en couplant les modes entre eux. Au final à la fréquence centrale, les deux modes orthogonaux ont quasiment la même amplitude avec un déphasage de 90° . Ceci résulte en un état de polarisation quasiment circulaire dans la direction normale. Aux fréquences plus hautes ou plus basses, un mode unique devient prédominant sur l'autre et la polarisation tend à devenir rectiligne.

Une simulation électromagnétique [54] a été réalisée et diverses propriétés ont été tracées en fonction de la fréquence à la figure 3.13. L'adaptation d'impédance est obtenue à la fréquence de 2.45 GHz. Le rapport axial permet d'observer et de confirmer l'effet sur la polarisation mentionné ci-dessus.

Cet effet peut également être observé sur la directivité de couverture où un maximum à -3 dB apparaît entre 2.4 GHz et 2.5 GHz. Ce maximum est caractéristique d'une transition entre polarisation rectiligne et circulaire. Entre 2 et 2.4 GHz, la directivité de couverture décroît lentement de 4 dB. Ceci provient du fait que le lobe principal qui tend à devenir plus directif au fur et à mesure de la montée en fréquence.

Le gain de couverture est un critère plus global en ce sens qu'il prend en compte l'efficacité, les pertes de polarisation et le diagramme de rayonnement. A la figure 3.13, le gain de couverture incluant les pertes d'insertion est représenté en fonction de la fréquence. Un maximum est atteint à la fréquence d'adaptation. L'efficacité totale ainsi que la directivité de couverture sont maximales.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

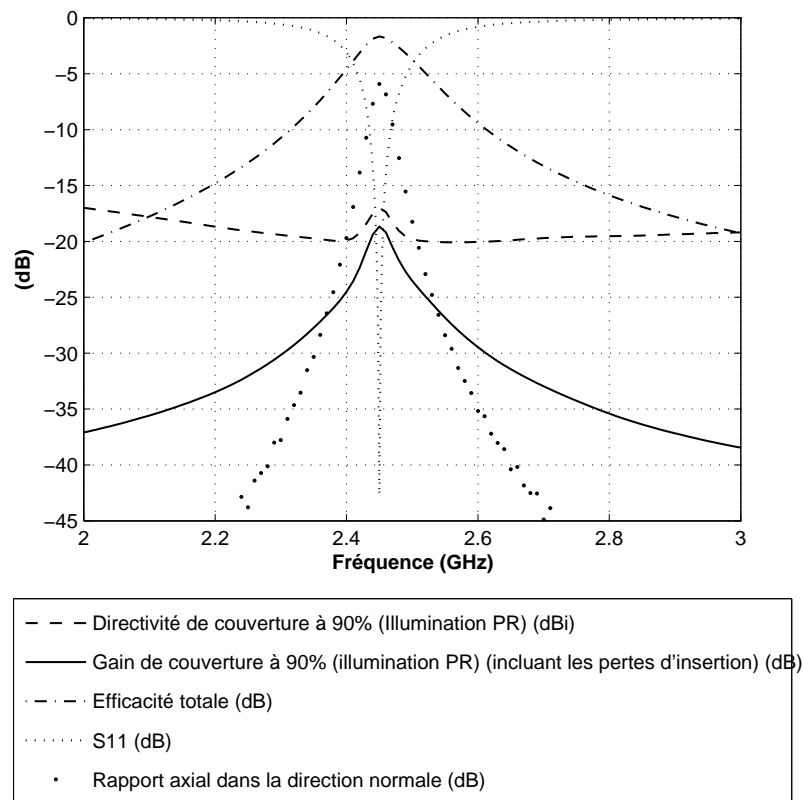


FIG. 3.13.: Dépendance en fréquence de divers paramètres pour une antenne imprimée carrée polarisée circulairement.

3.4. La couverture effective dans un environnement à multi trajets

A la section 3.2.2, la fonction de couverture a été introduite afin de caractériser l'antenne indépendamment des éléments extérieurs, en particulier l'environnement de propagation. La couverture de l'antenne ne dépend ainsi que d'un unique paramètre extérieur : l'ellipticité de l'onde incidente. Elle s'interprète physiquement comme la proportion des orientations pour lesquelles l'antenne est capable de recevoir avec une puissance supérieure à un seuil donné. Cette interprétation suppose néanmoins que l'antenne soit placée en espace libre et qu'elle ne reçoive qu'une onde incidente unique.

Ces hypothèses ne correspondent pas toujours aux conditions rencontrées dans le cadre d'applications réelles. L'environnement autour de l'antenne modifie la propagation des ondes électromagnétiques. Les obstacles réfléchissent et diffractent les ondes de sorte qu'il existe différents trajets par lesquels les ondes se propagent de l'antenne d'émission vers l'antenne de réception. Le but de cette section est d'étudier l'influence d'un canal de propagation à trajet multiple sur la couverture d'une antenne.

La méthodologie développée précédemment est reprise en y intégrant un modèle de canal multi trajet. La couverture ne dépend alors plus uniquement que l'antenne mais également

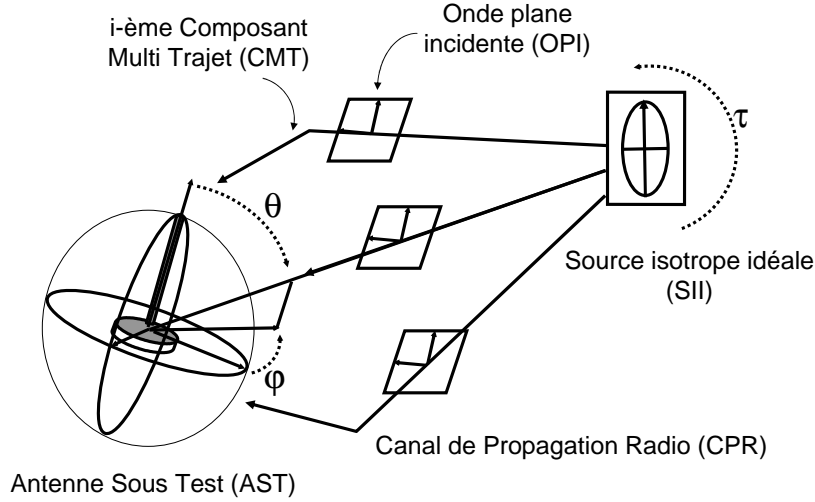


FIG. 3.14.: L'AST est illuminée par la SII via un Canal de Propagation Radio comportant différents trajets.

de l'environnement. Nous parlons alors de la fonction de couverture effective de l'antenne dans l'environnement considéré [76].

3.4.1. Principe général

La figure 3.14 illustre le scénario utilisé pour calculer la couverture effective de l'antenne dans un environnement avec trajets multiples. Celui-ci est relativement similaire à celui présenté à la figure 3.4 qui sert de base à la construction du critère de base en espace libre.

Le principe général du calcul de couverture est similaire à celui présenté à la section 3.2.1.

L'orientation de l'AST par rapport au canal de propagation et à la source est complètement déterminée par les trois angles θ , ϕ et τ et l'on cherche à calculer la fonction de couverture de l'antenne dans le contexte de propagation multi trajet.

Le canal de propagation radio (CPR) est décrit par N multi trajets reliant le site de la source à celui de l'AST. A priori, tout modèle de propagation radio décrivant les état de polarisation et les directions d'arrivée en trois dimensions devrait pouvoir être utilisé dans le cadre de notre méthode. Une étude des modèles disponibles dans la littérature est présenté à la section 3.4.2. Le modèle qui nous choisissons d'utiliser est présenté à la section 3.4.3.

La source d'émission est caractérisée par une antenne ayant un diagramme de rayonnement idéalement isotrope et un état de polarisation caractérisé par une ellipticité constante ϵ dans toutes les directions. On l'appelle Source Idéale Isotrope (SII), elle émet en régime harmonique constant à la fréquence f_0 .

Dans ces conditions, P_r la puissance reçue au port de l'AST peut être déterminée. P_r dépend des deux angles θ et ϕ caractérisant les directions d'arrivée ainsi que de l'inclinaison τ et de l'ellipticité ϵ de l'ellipse de polarisation de la SII.

3.4.2. Choix d'un modèle de canal incluant les directions d'arrivées

3.4.2.1. Choix de la méthode de simulation

Différentes techniques sont développées afin de modéliser le canal de propagation radio entre deux antennes. Parmi celles-ci, on peut distinguer trois approches :

1. **Les approches analytiques** [77] : Des expressions analytiques sont formulées pour des scénarios de propagation simples et idéalisés. Il s'agit généralement d'un bilan de puissance liant la puissance d'émission à la puissance de réception. Ces modèles n'ont pas vocation à décrire localement le canal de propagation à l'interface avec l'antenne. Ils sont utilisés afin de dimensionner une chaîne de communication.
2. **Les approches déterministes** : Les caractéristiques de propagation sont calculées à partir de données précises sur la géométrie de l'environnement et sur la position des antennes. On distingue essentiellement deux méthodes :
 - *La simulation électromagnétique complète* : Le domaine de calcul est discrétisé et le champ électromagnétique est calculé intégralement dans tout l'espace à partir des équations de Maxwell par des méthodes de résolution numériques. Ces méthodes ont l'inconvénient d'être coûteuses en mémoire et en temps de calcul. Elles ne sont pas, aujourd'hui, applicables à des problèmes mettant en jeux des environnements de grandes dimensions par rapport à la longueur d'onde.
 - *La simulation par tracé de rayon* (Ray-tracing) [78] : Les ondes électromagnétiques se propageant entre deux sites sont approximées par des rayons. Les phénomènes de réflexion/transmission, de diffraction et de diffusion sont pris en compte afin de calculer les caractéristiques de la propagation. Voir figure 3.15.
3. **Les approches statistiques** [79, 80, 81] : Les grandeurs caractéristiques du canal sont modélisées par des fonctions aléatoires. Les fonctions de densité de probabilité et les paramètres du modèle sont déterminés à partir de données collectées lors de campagnes de sondage du canal radio en environnement réel.

Dans notre contexte, l'utilisation d'un modèle analytique n'est pas envisageable parce qu'il ne décrit pas les directions d'arrivées des ondes incidentes, ni leur état de polarisation.

La simulation par tracé de rayon peut être envisagée mais l'emploi de cette technique présente trois inconvénients :

- Il s'agit d'une simulation complexe lourde à mettre en oeuvre.
- Les temps de calcul sont long en comparaison aux autres méthodes évoquées ci-dessus.
- Le canal de propagation est calculé à partir de données géométriques correspondant à un environnement particulier. Pour tirer des conclusions générales sur les couvertures effectives des antennes, il serait nécessaire de moyenniser les résultats sur de multiples configurations d'environnement.

Finalement, l'utilisation d'un modèle statistique constitue l'approche la plus appropriée :

- Son implémentation est plus simple à mettre en oeuvre que dans le cas du tracé de rayon.
- Les modèles statistiques sont conçus à partir d'hypothèses minimales sur l'environnement et ont donc une valeur plus générale.
- Les paramètres du modèle sont cependant ajustés sur des résultats de sondage réels, ce qui assure un certain niveau de réalisme au modèle.

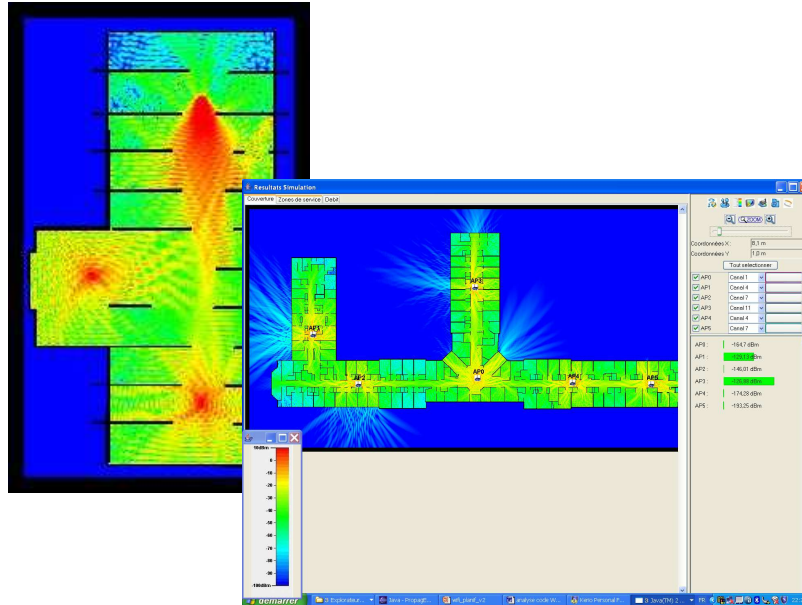


FIG. 3.15.: Logiciel de tracé de rayon.

3.4.2.2. Choix de l'environnement

Les modèles de canal sont généralement destinés à un type d'environnement particulier et à une fréquence donnée. Les environnements classiques sont *intérieur résidentiel*, *intérieur bureau*, *usine*, *urbain*, *rural*. Cette liste n'est pas exhaustive.

Un environnement d'intérieur est susceptible d'engendrer un nombre significatifs de multi trajets indépendants provenant de directions très diverses car les obstacles sont nombreux et les murs, sols et plafonds existent tout autour du mobile. Il s'agit donc en quelque sorte du type d'environnement le pire par rapport aux conditions d'espace libre.

Il a donc été choisi de concentrer notre étude dans un environnement de ce type. La bande de fréquence visée est de 2.5 Ghz (Bande ISM).

3.4.2.3. Choix du modèle

L'objectif est ici d'étudier l'effet du canal de propagation sur la couverture de l'antenne. Il est donc nécessaire de disposer d'un modèle décrivant précisément les directions d'arrivée en trois dimensions ainsi que les états de polarisation des ondes incidentes arrivant au point de l'antenne sous test.

Nous présentons ci-dessous un inventaire (non exhaustif) de modèles de canaux d'intérieur (*Indoor*) existants :

1. SALEH-VALENZUELA 1987 [82] : Il s'agit d'un modèle large bande caractéristique d'un environnement d'intérieur de type bureaux (*Indoor*). Ce modèle décrit uniquement la réponse impulsionnelle du canal. Le modèle suppose que les composants multi trajets arrivent à l'antenne de réception groupés en clusters . Les temps d'arrivées des clusters suivent une distribution de Poisson. C'est également le cas des composants multi trajets à l'intérieur de chaque cluster. Ni les directions d'arrivées, ni les états de polarisation ne sont modélisés.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

2. SPENCER 2000 [79] : Il s'agit d'une extension du modèle de Saleh-Valenzuela décrivant les directions d'arrivées dans le plan azimutal. L'élévation n'est cependant pas modélisée, ni les états de polarisation, ce qui rend ce modèle inadapté dans le contexte présent.
3. RAPPAPORT 1996 [83] : Il s'agit d'un modèle statistique basé sur une représentation géométrique des diffuseurs. Des éléments diffuseurs sont disposés aléatoirement en ellipse autour du mobile. Les directions d'arrivée ainsi que les temps de vol de chaque composant multi trajet sont calculés à partir de cette disposition. Ce modèle décrit les directions d'arrivées dans le plan azimutal uniquement. Il n'est donc pas adapté pour l'étude de la couverture.
4. ZWICK-WIESBECK 2000 [80, 81] : Les aspects temporels sont similaires au modèle de Saleh-Valenzuela. Le modèle inclut une description 3D des angles d'arrivées ainsi que des aspects de polarisation. C'est le modèle que nous choisissons d'implémenter. Il est décrit en détail à la section 3.4.3.

3.4.3. Le modèle Indoor de Zwick-Wiesbeck

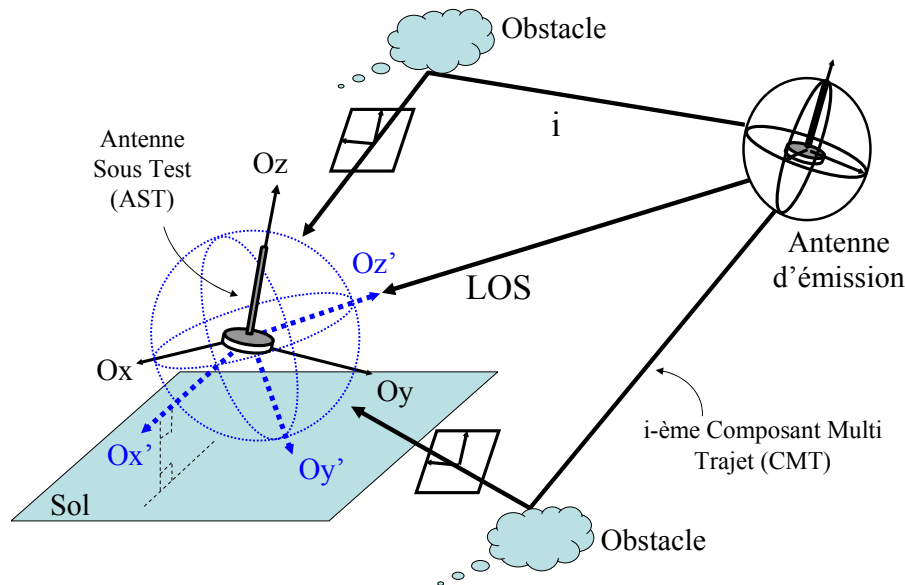


FIG. 3.16.: Vue schématique du modèle de canal à multi trajet. (O, x, y, z) est le système de coordonnées lié à l'antenne. (O, x', y', z') est lié au canal. Oz' est colinéaire à la ligne de visée et Ox' est parallèle au sol.

Généralité

Ce modèle est complètement décrit dans [80, 81]. La version la plus récente [81] inclut deux parties :

- Un modèle stationnaire de canal à multi trajets. Celui-ci est composé de N trajets multiples. Ceux-ci sont caractérisés par des temps et des directions d'arrivée ainsi que par des matrices de polarisation. Cette partie du modèle a été implémentée pour les besoins de notre étude et nous la détaillons ci-dessous.

- Un modèle de mobilité permettant la prise en compte du déplacement du mobile par rapport à la source. Celui-ci repose sur un *birth and death process*. Le principe consiste à tuer aléatoirement des trajets multiples, à en faire naître de nouveaux et à faire varier continûment les caractéristiques des trajets existants. Cette technique permet d'assurer une continuité réaliste du canal de propagation au cours du déplacement du mobile. Cette partie n'est pas nécessaire dans notre contexte et n'a pas été implémentée.

Description du modèle

Nous décrivons ci-dessous le modèle de canal à trajets multiples issu de [81] tel que nous l'avons implémenté pour notre étude. Les étapes suivantes sont déroulées successivement afin d'obtenir une réalisation complète du canal.

1. **Nombre de trajets** : L'antenne est illuminée par N trajets multiples indirects. A ce stade le trajet direct n'est pas pris en compte, il sera traité ultérieurement. N est variable d'un tirage à l'autre, il est déterminé par un processus de Poisson :

$$P(N = n) = \frac{\bar{N}^n}{n!} \cdot e^{-\bar{N}} \quad (3.26)$$

\bar{N} est le nombre moyen de trajets. Ce paramètre n'a pas une grande signification physique. En effet il est souvent difficile de dissocier différents trajets arrivant avec des temps et des directions d'arrivée très proches. De plus, il n'existe pas un nombre fini de trajets. Plus ils sont longs, plus ils arrivent avec une atténuation importante. Le nombre de trajet observé lors d'un sondage dépend donc largement de la résolution temporelle et angulaire et de la sensibilité avec laquelle sont enregistrées les mesures.

2. **Temps d'arrivée** : Les temps d'arrivée de chaque trajet sont ensuite déterminés par un tirage aléatoire selon une loi uniforme sur l'intervalle $[0, t_{max}]$. t_{max} est un paramètre du modèle. Le trajet le plus rapide, lorsqu'il existe, est toujours le trajet direct. Les temps d'arrivée t_i des multi trajets indirects sont exprimés par rapport au trajet direct. Le temps du trajet direct vaut par définition $t_0 = 0$.
3. **Direction d'arrivée** : Les directions d'arrivées (i, i) sont données dans le repère (O, x', y', z') défini à la figure 3.16. Dans ce repère, les angles θ'_i représentent l'écart angulaire entre le trajet i et la ligne de visée. Ils sont tirés aléatoirement conformément à la PDF (3.27) :

$$P(\theta'_i) = e^{-\frac{t_i}{\tau_\theta}} \frac{e^{-\theta'_i/\theta_A}}{\theta_A (1 - e^{-\pi/\theta_A})} + (1 - e^{-t_i/t_\theta}) \frac{\sin(\theta'_i)}{2} \quad (3.27)$$

θ_A et τ_θ sont des paramètres du modèles, leurs valeurs numériques et leurs descriptions sont données dans le tableau 3.3.

Les angles ψ'_i représentent l'écart angulaire par rapport à la direction horizontale Ox' . Ils sont tirés aléatoirement d'après la PDF (3.28) :

$$P(\psi'_i) = P_{\phi_A} \frac{e^{-\Delta_0(\psi'_i)/\psi_A} + e^{-\Delta_2(\psi'_i)/\psi_A}}{2\psi_A (1 - e^{-\pi/\psi_A})} + (1 - P_{\phi_A}) \frac{e^{-\Delta_1(\psi'_i)/\psi_B} + e^{-\Delta_3(\psi'_i)/\psi_B}}{2\psi_B (1 - e^{-\pi/\psi_B})} \quad (3.28)$$

3. Caractérisation de la couverture isotrope

avec

$$\Delta_l(\psi) = \min \left\{ \left| \psi - l\frac{\pi}{2} \right|, \left| \psi - l\frac{\pi}{2} + 2\pi \right| \right\} \quad l = 0, \dots, 3 \quad (3.29)$$

Les paramètres $P_{\phi A}$, ψ_A et ψ_B sont décrits dans le tableau 3.3.

Notons que seuls les angles d'arrivée sur l'AST sont nécessaires dans notre contexte et non les angles de départ depuis l'antenne d'émission. Ces derniers ne sont donc pas calculés ici.

1. **Atténuation moyenne de la puissance** : Plus un trajet met de temps pour arriver, plus la distance parcourue est grande et plus la probabilité pour qu'il ait subi de multiples perturbations augmente. Le terme d'atténuation de la puissance moyenne d'un multi trajet PD décroît avec le temps selon :

$$PD(t_i) = e^{-t/\tau_A} + q_T \cdot e^{-t/\tau_B} \quad \text{avec} \quad \tau_A < \tau_B \text{ et } t_T < 1 \quad (3.30)$$

τ_A et τ_B et q_T sont décrits dans le tableau 3.3.

Le modèle spécifie un seuil d'atténuation en puissance minimum PD_{min} au delà duquel les multi trajets ne sont plus pris en compte dans le modèle.

1. **Polarisation** : Pour chaque trajet indirect, les ondes subissent des phénomènes de réflexions, diffusions et réfractions qui altèrent son amplitude et sa phase pour chacune de ses composantes de polarisation. Chaque composante multi trajet est décrite par une matrice polarimétrique de transfert (3.31).

$$\Gamma'_i = \begin{bmatrix} \Gamma'_{i\theta\theta} & \Gamma'_{i\theta\phi} \\ \Gamma'_{i\phi\theta} & \Gamma'_{i\phi\phi} \end{bmatrix} = \sqrt{PD(t_i)} \cdot \begin{bmatrix} U'_{i\theta\theta} \cdot X_{\theta\theta} & U'_{i\theta\phi} \cdot X_{\theta\phi} \\ U'_{i\phi\theta} \cdot X_{\phi\theta} & U'_{i\phi\phi} \cdot X_{\phi\phi} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Les amplitudes des termes U'_{xx} sont modélisées par une statistique de Rayleigh. Leurs phases suivent une loi uniforme sur l'intervalle $[0, 2\pi]$. Les termes X_{xx} sont des paramètres du modèle et pondèrent différemment chaque composante. Typiquement

$$X_{\theta\theta} = X_{\phi\phi} = 1 \quad 0.1 < X_{\theta\phi} = X_{\phi\theta} < 0.2$$

2. **Ligne de Visée Directe (VD)** : Seuls les trajets indirects ont été générés aux étapes 1 à 5. Deux variantes de l'environnement sont alors possible :

- *Intérieur VD* : Les objets sont en ligne de Visée Directe l'un avec l'autre (VD). Il existe donc un trajet prédominant sur tous les autres dans la direction de ligne de visée. On rajoute alors le trajet direct aux N trajets indirects générés précédemment. Ses éléments sont :

$$\theta'_0 = \phi'_0 = 0 \quad PD_0 = 1 \quad \Gamma'_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

- *Intérieur VO* : La ligne de visée entre les deux objets est obstruée. Les objets sont en ligne de Visée Obstruée (VO). Dans ce cas, aucun trajet direct n'est ajouté.

A l'issue de ces 6 étapes, une réalisation du canal de propagation vu depuis le site de l'AST est obtenue. Les données de sortie obtenues sont données dans le tableau (3.2).

3.4. La couverture effective dans un environnement à multi trajets

Paramètre	Description
N	Nombres de multi trajets (hors ligne de visée)
θ'_i	Liste des angles θ caractérisant les directions d'arrivée
ϕ'_i	Liste des angles ϕ caractérisants les directions d'arrivée
$\{\Gamma'_{\theta\theta}, \Gamma'_{\theta\phi}, \Gamma'_{\phi\theta}, \Gamma'_{\phi\phi}\}_i$	Eléments de la matrice de transfert polarimétrique

TAB. 3.2.: Données de sortie du modèle de propagation implémenté d'après Wiesbeck [80, 81].

Mathématiquement, l'ensemble de ces éléments peuvent être combinées sous la forme d'une fonction caractéristique du canal multi trajet appelé Réponse Impulsionnelle Directionnelle du Canal (RIDC) :

$$T(\theta', \varphi') = \sum_{i=1}^N \Gamma'_i \cdot \delta(\theta - \theta'_i) \cdot \delta(\varphi - \varphi'_i) \quad (3.32)$$

Le tableau (3.3) récapitule les paramètres numériques du modèle qui ont été utilisés pour l'obtention des résultats présentés à la section 3.5.

Paramètre	Valeur à 2.5 Ghz	Equation	Description
N	17.84	(3.26)	Nombre des multi trajets
$X_{\theta\phi} = X_{\phi\theta}$	0.17 (-15.65dB)	(3.31)	Coefficients de polarisation croisée
$PD_{min,dB}$	-60dB	(3.30)	Seuil d'atténuation minimum prise en compte
τ_A	5.79ns	(3.30)	Constante de temps
τ_B	27.86ns	(3.30)	Constante de temps
q_t	0.045 (-13.47dB)	(3.30)	Quotient des deux fonctions exponentielles
θ_A	12.01°	(3.27)	Paramètre pour la distribution de θ'
τ_θ	6.87ns	(3.27)	Paramètre pour la distribution de θ'
ψ_A	15.99°	(3.28)	Paramètre pour la distribution de ϕ'
ψ_B	52.20°	(3.28)	Paramètre pour la distribution de ϕ'
$P_{\psi A}$	0.45	(3.28)	Paramètre pour la distribution de ϕ'

TAB. 3.3.: Paramètres du modèle de canal de Zwick-Wiesbeck utilisés pour l'étude de la couverture effective (Voir [81]) .

3.4.4. Formulation et implémentation

Cette section présente le calcul de la couverture effective d'une antenne dans le canal de propagation à multi trajet modélisé à la section précédente. Tout autre modèle de canal permettant d'obtenir une réponse impulsionnelle directionnelle du canal sous la forme (3.32) peut être également être utilisé.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

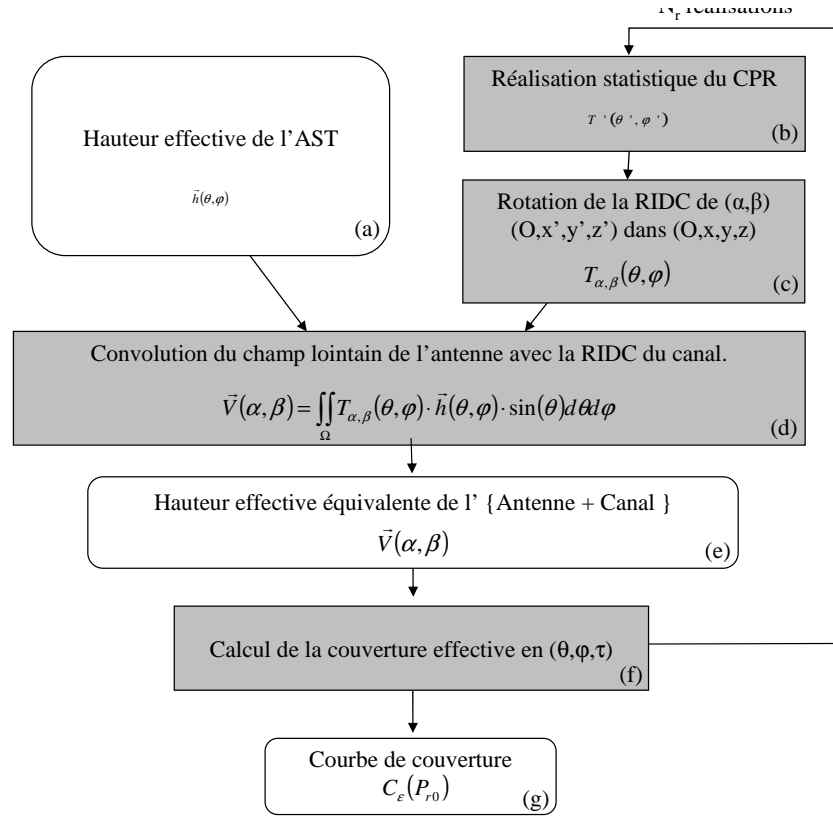


FIG. 3.17.: Schéma-bloc représentant l'implémentation du calcul de la couverture effective avec prise en compte d'un modèle de canal à multi trajets

Un schéma-bloc de l'implémentation est présenté à la figure 3.17. Son fonctionnement est détaillé ci-dessous :

- **Le champ lointain de l'AST (a)** est caractérisé par sa hauteur effective $\vec{h}(\theta, \varphi)$. La connaissance de la hauteur effective d'une antenne est équivalente à la connaissance de son champ lointain [33]. Celui-ci peut donc être obtenu analytiquement, à partir de simulations électromagnétiques ou encore à partir d'un dispositif de mesure d'antenne. Le calcul de la couverture nécessite de connaître les valeurs en amplitude et en phase pour chacune des composantes de polarisation sur une grille d'échantillonnage donnée (θ_m, ϕ_m) , typiquement tous les 5 degrés pour une antenne peu directive.
- **La fonction (b)** génère une réalisation statistique du Canal de Propagation Radio (CPR) selon la procédure décrite à la section 3.4.3. Les canaux sont normalisés de sorte que la somme des intensités reçues au port de l'AST aient une moyenne unitaire sur un grand nombre de tirage. En conséquence, les pertes de propagation ne sont pas prises en compte et la puissance moyenne transmise entre la SII et l'AST est constante et égale pour tous les scénarios considérés.
- **La fonction (c)** effectue la rotation de l'AST dans son environnement. En effet, le but étant de calculer la couverture de l'antenne, il va être nécessaire de simuler la rotation de l'antenne dans toutes les directions de l'espace. En pratique, il revient au même de calculer la rotation des éléments du CPR dans le système de coordonnées de l'AST et cela se révèle plus rapide car il y a moins de multi trajets du CPR que de points d'échantillonnage du diagramme de rayonnement de l'AST.

3.4. La couverture effective dans un environnement à multi trajets

Supposons que l'antenne soit orientée dans l'environnement de telle sorte que dans le repère de l'AST, la ligne de visée directe avec l'antenne d'émission provienne de la direction (α, β) . Les éléments du canal étant générés dans un repère défini tel que Oz soit la direction de la ligne de visée, il est nécessaire d'effectuer des rotations d'angles (Eq. (3.33)) puis de la matrice de transfert (Eq. (3.34)) du repère sphérique (O, x', y', z') vers le repère (O, x, y, z) :

$$(\theta_i, \varphi_i) = Rot_{\alpha, \beta, \gamma} (\theta'_i, \varphi'_i) \quad (3.33)$$

$$\Gamma_i = Rot_{\alpha, \beta, \gamma} [\Gamma'_i] \quad (3.34)$$

Ces rotations sont composées de trois étapes successives. Une première rotation d'angle α est d'abord appliquée autour de Oy, une seconde rotation d'angle β est ensuite appliquée autour de Oz. Ces deux rotations permettent d'orienter l'antenne de sorte que l'antenne d'émission soit vue depuis la direction (α, β) . Puis une troisième rotation d'angle γ autour de la direction (α, β) correspond à une inclinaison de l'antenne autour de la ligne de visée directe.

A l'issue de ces rotations, les éléments du CPR peuvent être exprimés sous la forme d'une réponse impulsionnelle directionnelle du canal exprimée dans le système de coordonnées de l'AST (Cf. Eq. (3.32)) :

$$T_{\alpha, \beta, \gamma} (\theta_m, \varphi_m) = \sum_{i=1}^N \Gamma_i \cdot \delta (\theta_m - \theta_i) \cdot \delta (\varphi_m - \varphi_i) \quad (3.35)$$

En pratique, la DCIR est échantillonnée selon une grille finie (θ_m, ϕ_m) . Pour gérer le problème des directions d'arrivée qui tombe entre les noeuds de la grille d'échantillonnage, les fonctions de Dirac réalisent en réalité une interpolation des directions d'arrivée (θ_i, ϕ_i) au noeud (θ_m, ϕ_m) le plus proche.

- **La fonction (d)** réalise la convolution de la hauteur effective de l'antenne avec la réponse directionnelle du canal :

$$\vec{V} (\alpha_m, \beta_m, \gamma_m) = \sum_i T_{\alpha_m, \beta_m, \gamma_m} (\theta_m, \varphi_m) \cdot \vec{h} (\theta_m, \varphi_m) \cdot \sin (\theta_i) \quad (3.36)$$

La quantité \vec{V} caractérise l'association de l'antenne et du canal de propagation. Elle est homogène à une hauteur effective et décrit la sensibilité de l'AST par rapport à la source pour une réalisation donnée du CPR. Cette grandeur peut être interprétée comme la sensibilité de l'AST quand celle-ci subit une rotation dans l'environnement tel que la SII soit vue depuis la direction (α, β) .

Cette grandeur peut également être interprétée comme la hauteur effective d'une antenne équivalente composée de l'AST et du canal de propagation. Quand elle est illuminée depuis une direction (α, β) par la SII, cette antenne équivalente placée en espace libre aurait la même sensibilité que l'AST placée dans le présent canal de propagation à multi trajet.

- **Dans la fonction (e)**, la fonction de couverture effective est calculée selon le même principe qu'à la section 3.2 :

On calcule v la tension en circuit ouvert au port de l'AST par :

3. Caractérisation de la couverture isotrope

$$v(\alpha_m, \beta_m, \gamma_m) = \vec{V}(\alpha_m, \beta_m, \gamma_m) \cdot \vec{E}_{SII} \quad (3.37)$$

avec \vec{E}_{SII} le champ rayonné par la source idéal isotrope. ϵ est l'angle d'ellipticité et τ est l'angle d'inclinaison.

$$\vec{E}_{SII} = \begin{pmatrix} \cos(\tau) \cos(\epsilon) + i \sin(\tau) \sin(\epsilon) \\ -\sin(\tau) \cos(\epsilon) + i \cos(\tau) \sin(\epsilon) \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

En se référant au modèle électrique et aux notations présentées à la figure (1.4) du chapitre (1), on peut calculer la puissance reçue par une charge connectée au port de l'antenne par l'équation (1.7) que l'on rappelle ici :

$$P_r = \frac{R_{cr}}{2|Z_{ar} + Z_{cr}|^2} |v|^2 \quad (3.39)$$

Étant donné qu'il existe ici plusieurs ondes incidentes, il n'est pas possible d'exprimer l'effet de l'inclinaison de l'antenne par un calcul analytique du facteur d'adaptation de polarisation comme il avait été procédé à l'équation (3.16). On calcule donc la couverture par un calcul numérique en intégrant sur les trois angles de rotation de l'antenne α, β, γ :

$$C\left(\frac{P_r}{P_{iso}}\right) = \text{Prop}\left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X\right) = \frac{1}{n_{\alpha_i} n_{\beta_i} n_{\gamma_i}} \sum_{\alpha_i}^{\pi} \sum_{\beta_i}^{2\pi} \sum_{\gamma_i}^{2\pi} H\left(\frac{P_r}{P_{iso}} - X\right) \quad (3.40)$$

On rappelle que P_{iso} est la puissance qui serait reçue par une antenne idéalement isotrope parfaitement adapté à tous les états de polarisation (voir (3.17)) et que H est la fonction échelon définie par :

$$\begin{cases} H(x) = 1 & \text{si } x \geq 0 \\ H(x) = 0 & \text{si } x < 0 \end{cases}$$

La fonction de couverture ainsi calculée est moyennée sur N_r réalisations statistiques du canal de propagation. Dans le cas du modèle de Zwick-Wiesbeck, nous observons qu'environ 30 réalisations de canal sont nécessaires afin d'obtenir la convergence des fonctions de couverture.

3.5. Influence du canal de propagation sur la couverture effective

À la section 3.4, la couverture effective de l'antenne a été définie. Il s'agit d'une extension de la fonction de couverture permettant de prendre en compte l'influence du canal de propagation. Un modèle statistique de canal *Indoor* a été choisi et implémenté.

Dans cette section, nous présentons des résultats des calculs de couverture effective afin d'illustrer l'influence du canal de propagation sur la couverture effective.

3.5.1. Choix des antennes et des environnements

La couverture effective est calculée pour les six antennes suivantes :

- Une combinaison de deux dipôles demi-onde alimentés en quadrature de phase.
- Une antenne IFA montée sur un petit plan de masse.
- Deux antennes imprimées carrées de directivité 7.2 dBi et d'ouverture de diagramme à -3dB de 80° dans le plan E. L'une des antennes imprimées est polarisée rectilignement, l'autre est polarisée circulairement à gauche.
- Deux réseaux de quatre antennes imprimées carrées de directivité 13.2 dBi. L'une des antennes imprimées est polarisée rectilignement, l'autre est polarisée circulairement.

Les quatre premières sont choisies pour les raisons évoquées à la section 3.2.3. Les deux réseaux de quatre antennes imprimées sont choisies pour leur directivité afin de mettre en évidence l'influence des multi-trajets sur la couverture dans le cas d'antennes directives.

Tous les champs sont normalisés afin de ne pas prendre en compte l'efficacité de l'antenne ni les pertes d'insertion. Seule la forme du diagramme de rayonnement en champ lointain est prise en compte.

La couverture effective pour chaque antenne est évaluée dans trois environnements de propagation radio différents :

- En espace libre (Figure 3.18)
- En environnement type intérieur en ligne de Visée Directe (*Intérieur VD*) (Figure 3.19)
- En environnement type intérieur en ligne de Visée Obstruée (*Intérieur VO*) (Figure 3.20)

La source SII est choisie pour deux cas de polarisation : polarisation rectiligne d'une part et polarisation circulaire d'autre part.

On rappelle que les courbes de couverture expriment la proportion des orientations de l'AST dans l'environnement telles que la puissance reçue soit supérieure à la puissance de seuil minimum présentée en abscisse. Les puissances sont normalisées par rapport à la puissance qui serait reçue par une antenne isotrope idéale également sensible à toute les polarisations (Eq. (3.17)). L'échelle de puissance est donc homogène à la directivité des antennes et peut être exprimée en dBi.

Différentes conclusions peuvent être tirées de la comparaison des antennes dans chaque environnement ainsi que de la comparaison croisée des différents environnements. Les antennes sont comparées pour une couverture de 90%.

3.5.2. Influence de l'environnement

Six courbes de couvertures sont représentées de la figure 3.18 à la figure 3.23.

Dynamique : Quelque soit l'état de polarisation de la source, l'écart entre les antennes les meilleures et les plus mauvaises en terme de couverture décroît dans l'ordre suivant : Espace libre, Intérieur VD, Intérieur VO. Dans le cas où la source est polarisée rectilignement, l'écart pour une couverture de 90% est de 20.8 dBi en espace libre, 12.7 dBi en Intérieur VD et 5.7 dBi seulement en Intérieur VO.

Cela signifie que dans les contextes d'environnement multi trajets où il n'existe pas ou peu de trajets directs prépondérants, le diagramme de rayonnement de l'antenne

3. Caractérisation de la couverture isotrope

ne joue pas un rôle déterminant sur la fiabilité de la transmission. En revanche dans un contexte d'espace libre ou lorsque qu'un trajet prédominant existe, des écarts de 10 à 20 dB peuvent être obtenus à 90% de couverture, selon l'antenne choisie. Ceci confirme l'importance du choix de l'antenne.

Moyenne : La moyenne générale de la directivité à 90% de couverture, toute antenne confondue est égale à -17.3 dBi en espace libre comme en intérieur VD. Elle chute par contre à -24 dBi en Intérieur VO. On rappelle que les trois environnements sont normalisés en puissance au site de l'antenne sous test. Cette différence s'explique par les atténuations dues aux multi trajets qui sont plus nombreuses et plus profondes en condition de visée obstruée que dans les environnements à visée directe dans lesquels le trajet direct est seul ou prépondérant.

L'étude des courbes permet également de constater que l'ordre de classement des antennes varie selon les environnements et la polarisation de la source. Ces variations dépendent de l'état de polarisation des antennes sous test et de leur directivité. Les deux sections suivantes étudient ces influences.

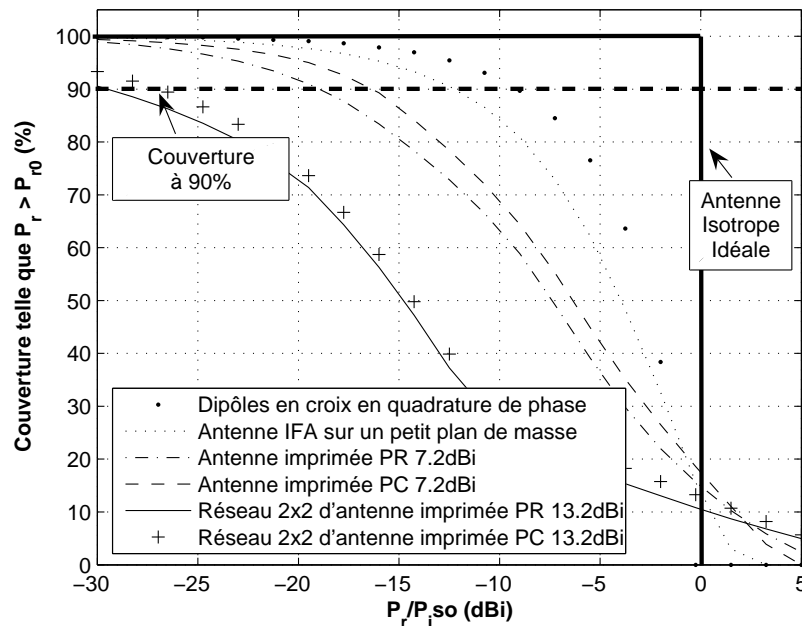


FIG. 3.18.: Couverture effective pour cinq antennes en espace libre en illumination PR

3.5. Influence du canal de propagation sur la couverture effective

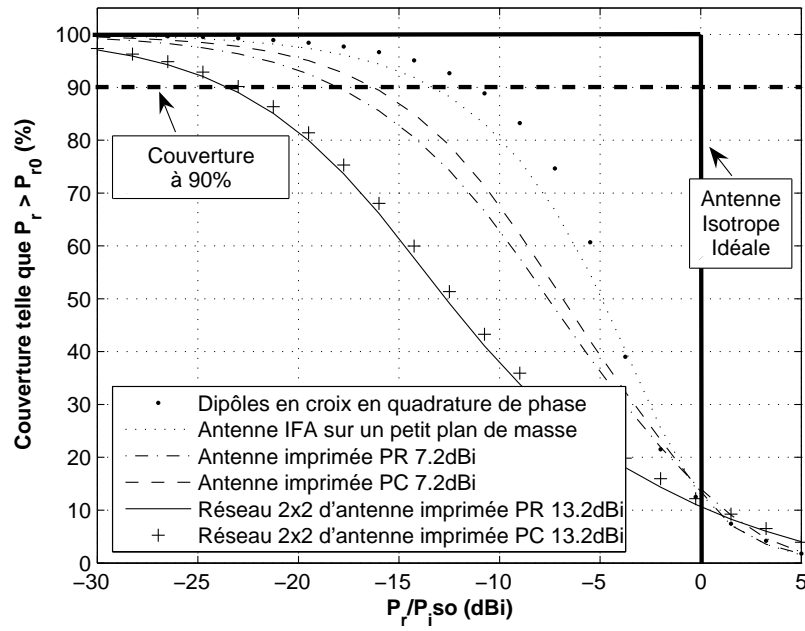


FIG. 3.19.: Couverture effective pour cinq antennes en milieu *Intérieur VD* en illumination PR

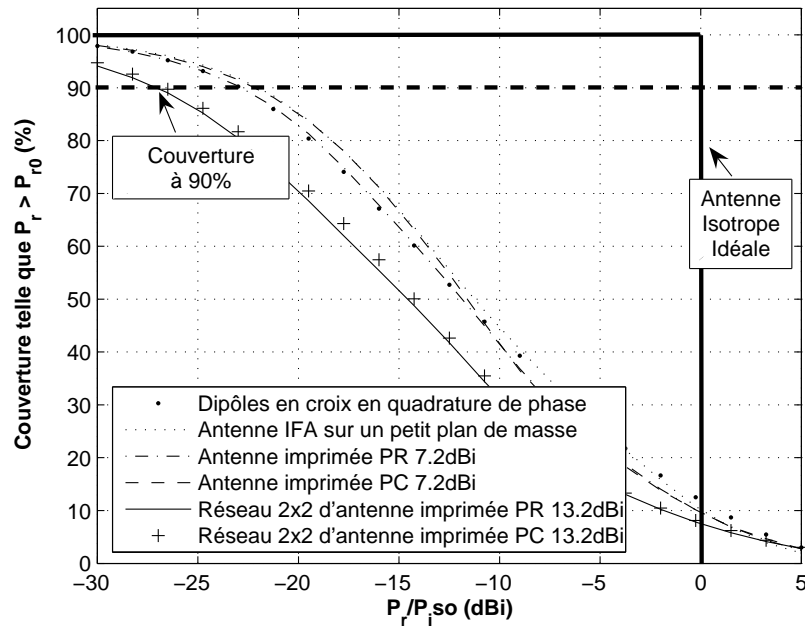


FIG. 3.20.: Couverture effective pour cinq antennes en milieu *Intérieur VO* en illumination PR

3. Caractérisation de la couverture isotrope

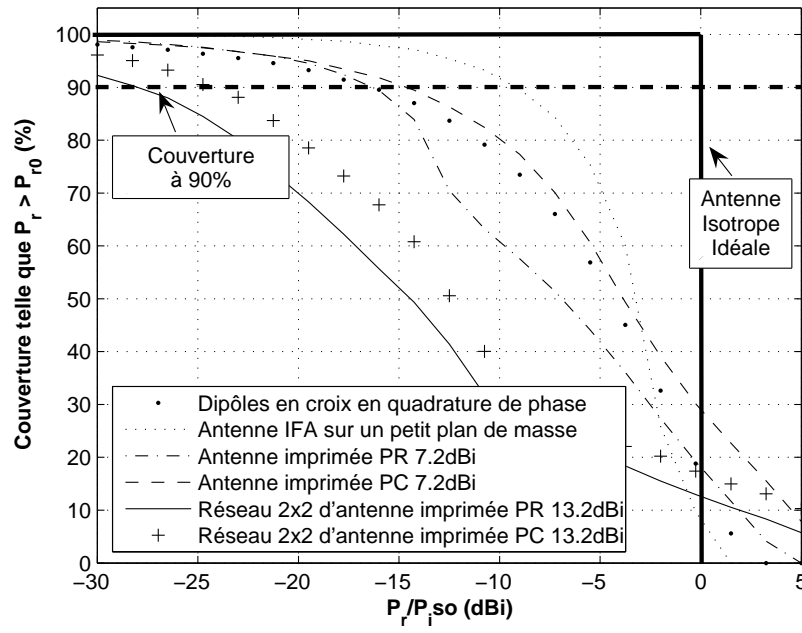


FIG. 3.21.: Couverture effective pour cinq antennes en espace libre en illumination PCG

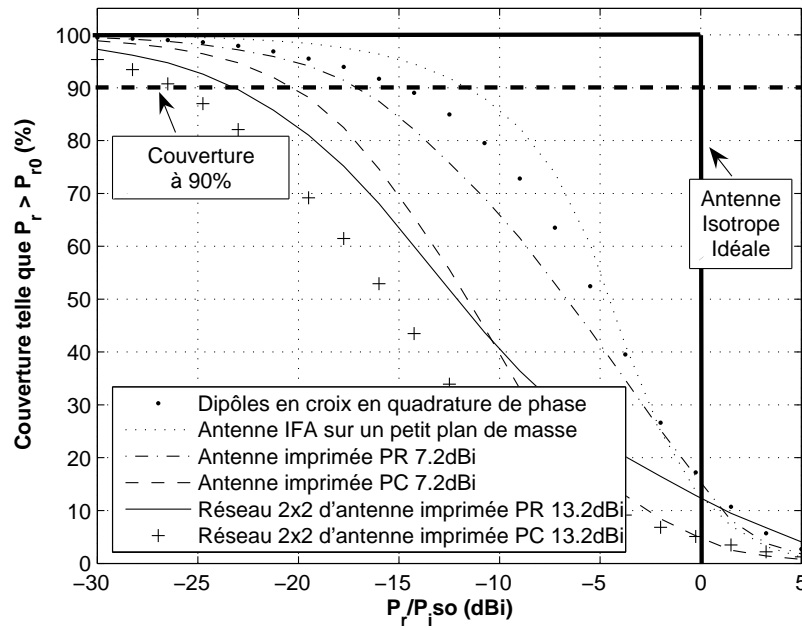


FIG. 3.22.: Couverture effective pour cinq antennes en milieu *Intérieur* VD en illumination PCG

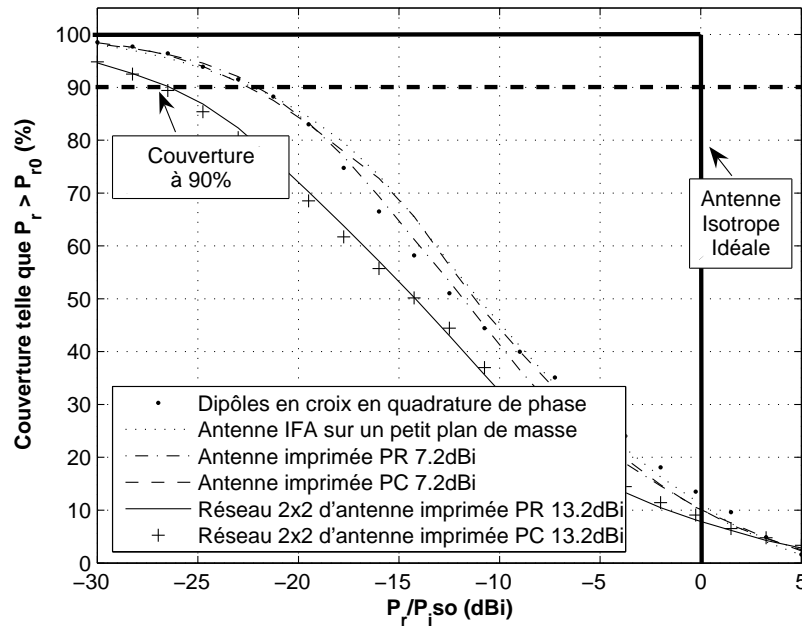


FIG. 3.23.: Couverture effective pour cinq antennes en milieu *Intérieur VO* en illumination PCG

3.5.3. Influence de l'environnement en fonction de l'ouverture du diagramme

Quelque soit la polarisation de la source et l'environnement, l'ordre de classement de ces groupes d'antennes est le même à une exception près (Espace libre en PCG) :

1. Dipôles en croix en quadrature et antenne IFA.
2. Antennes imprimées.
3. Réseau d'antennes imprimées polarisées.

Ceci confirme le fait que l'ouverture du diagramme de l'antenne est une caractéristique prépondérante sur la couverture quelque soit les conditions d'illumination .

Afin d'étudier quantitativement, l'influence de chaque environnement en fonction de l'ouverture, les six antennes sont regroupées en trois groupes de directivités croissante :

- L'antenne IFA et la combinaison de dipôles dont la moyenne des directivités maxima est de 2.5 dBi
- Les antennes imprimées de directivité maximum 7.2 dBi.
- Les réseaux de quatre antennes imprimées de directivité 13.2 dBi.

Chaque groupe contient une antenne polarisée rectilignement et une antenne polarisée circulairement afin d'éliminer l'effet de la polarisation de l'antenne. De même, les couvertures sont calculées en illumination rectiligne et circulaire. Les directivités à 90% de couverture obtenues dans chaque cas sont finalement moyennées et présentées sous forme de barres groupées à la figure 3.24.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

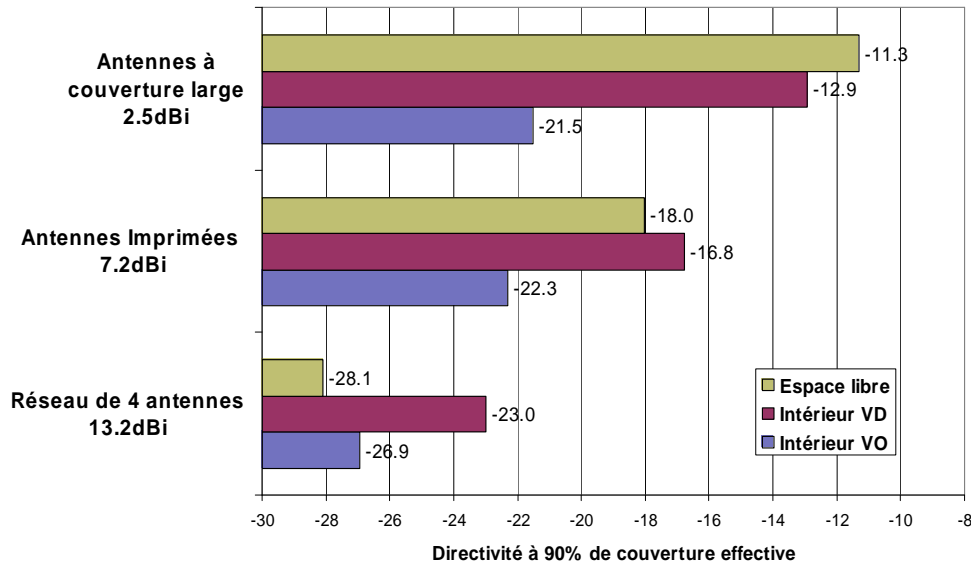


FIG. 3.24.: Influence de l'environnement sur la couverture de l'antenne en fonction de la directivité de l'antenne. *Intérieur VD* désigne le scénario en intérieur en ligne de visée directe. *Intérieur VO* désigne le scénario en intérieur en ligne de visée obstruée.

Deux conclusions peuvent être tirées de la figure 3.24 :

- Comme attendu, quelque soit les environnements, la directivité de couverture à 90% diminue lorsque la directivité des antennes augmente : d'environ 1.5 dB par dBi de directivité en espace libre, de 1 dB par dBi en Intérieur VD et de 0.2 à 0.5 dB par dBi en Intérieur VO.
- Les antennes à couverture large obtiennent une meilleure couverture en espace libre mais les antennes directives obtiennent une meilleure couverture en environnement intérieur VD : Pour les antennes à 7.2 dB de directivité, le gain en intérieur VD par rapport à l'espace libre est de 1.5 dB. Pour les antennes imprimées à 13.2 dBi de directivité, il est de 5.1 dB. On peut donc en conclure que les environnements multi trajets ont des effets opposés sur la couverture effective selon la directivité de l'antenne.

Les deux phénomènes antagonistes permettent d'interpréter ce constat :

- **L'effet d'atténuation rapide du aux interférences des multi trajets** : Cet effet tend à diminuer la couverture. L'effet d'atténuation rapide est plus important sur les antennes à faible directivité qui collectent plus de trajets multiples simultanément dans différentes directions.
- **L'effet de lissage du diagramme de rayonnement**. En condition d'espace libre, si le trajet direct provient d'une direction où le diagramme de rayonnement est faible ou nul ou avec un état de polarisation orthogonal à celui de l'antenne, le signal ne sera pas reçu. Dans un environnement multi trajet, le signal pourra être reçu via les trajets indirects. Tout se passe comme si la réponse directionnelle du canal agissait comme un filtre lissant le diagramme de rayonnement de l'antenne. Cet effet conduit à un accroissement de la couverture. Celui-ci est plus important pour les antennes directives.

En conclusion, dans l'optique de la conception d'antennes isotropes, on peut retenir

comme ordre de grandeur que dans les cas où le trajet direct est seul ou prépondérant sur les multi trajet, le fait de réduire de 1 dBi la directivité d'une antenne permet de gagner entre 1 et 1.5 dB en terme de puissance reçue dans 90% des orientations.

3.5.4. Influence de l'environnement en fonction de la polarisation

Afin d'étudier l'influence de la polarisation, les six antennes testées sont divisées en 2 groupes :

- les antennes polarisées rectilignement : l'antenne IFA, l'antenne imprimée carrée polarisée rectilignement ainsi de le réseau de quatre antennes imprimées.
- Les antennes polarisées circulairement (droite) : la combinaison de dipôles en croix, les antennes imprimées à polarisation circulaire et le réseau d'antennes imprimées.

De cette manière, on s'affranchit de l'influence de la directivité des antennes puisque des antennes de directivités différentes sont présente dans chaque groupe. Les simulations de couverture sont effectuées et les résultats de chaque antenne sont moyennés pour chaque groupe.

A la figure 3.25, les directivités de couverture à 90% correspondant à chaque groupe sont présentées sous forme de barres horizontales.

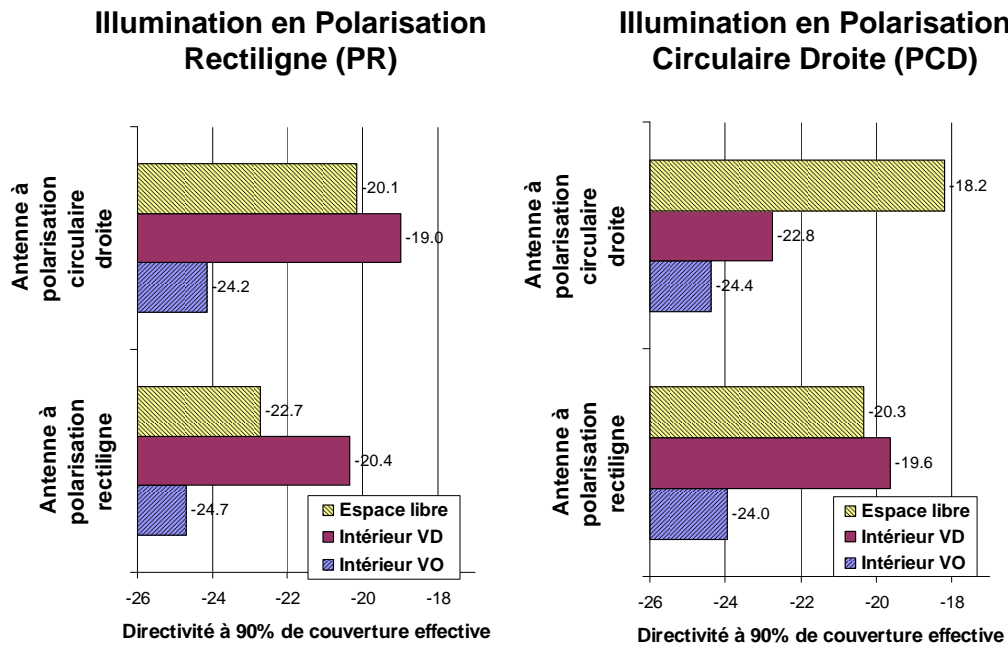


FIG. 3.25.: Influence de l'environnement sur la couverture en fonction de la polarisation de l'antenne. *Intérieur VD* désigne le scénario en intérieur en ligne de visée directe. *Intérieur VO* désigne le scénario en intérieur en ligne de visée obstruée.

- L'environnement intérieur VO est toujours le plus mauvais en terme de couverture. Les résultats sont identiques quelque soit la polarisation d'illumination ou celle de l'antenne. Cela s'explique par l'importance des atténuations dues aux interférences des multi-trajets. Les états de polarisation sont brassés et moyennés par l'environnement de sorte que cet aspect n'a plus aucune influence. Ceci indique donc clairement la limite

3. Caractérisation de la couverture isotrope

de validité de notre approche de conception visant à optimiser l'état de polarisation des antennes.

- Les antennes à polarisation rectiligne (PR) obtiennent une meilleure couverture en environnement intérieur VD plutôt qu'en espace libre. La directivité de couverture à 90% y augmente de 0.7 à 2.3 dB selon l'état de polarisation de la source d'émission. Le canal de propagation intérieur VD tend à mélanger les composantes de polarisation (Voir Tableau 3.3 : $XPR = -17dB$). La polarisation des ondes incidentes n'est donc plus purement rectiligne après avoir traversé le canal de propagation. Les extinctions dues à la désadaptation de polarisation sont minimisées et la couverture effective est donc accrue.
- La situation où les antennes à polarisation circulaire (PC) sont illuminées par une source PR est quasiment symétrique de la situation des antennes PR en illumination PC. Les mêmes remarques peuvent donc être fait que ci-dessus.
- La situation où les antennes PC sont illuminées par une source PC (avec des polarisations circulaires de même sens) donne la meilleure couverture en espace libre. Les polarisations sont alors parfaitement adaptées et insensible à l'orientation.

En conclusion, dans l'optique de la conception d'une antenne isotrope, lorsque le trajet direct est seul ou prépondérant, la stratégie optimale consiste à utiliser une antenne PC en illumination PR ou inversement. Ceci rejoint les conclusions données à la section 1.3.4.2 du chapitre 1.

3.6. Comparaison des structures de l'état de l'art

Nous disposons maintenant d'une méthodologie et de critères permettant de quantifier la couverture des antennes. Il est alors possible de revenir sur les antennes présentées dans l'état de l'art au chapitre 2 afin de les caractériser et de les comparer.

Nous avons montré au chapitre 1 que les deux aspects déterminants afin d'obtenir une couverture isotrope était l'isotropie de puissance et l'uniformité de la polarisation. Les antennes sont comparées pour chaque aspect. Elles sont ensuite comparées en terme de couverture selon le critère développé à la section 3.2.

Les caractéristiques de champ lointain utilisées pour calculer les résultats suivants sont obtenues à partir des simulations électromagnétiques 3D [54] présentées au chapitre (2). Pour chaque antenne, une illustration de la structure simulée avec ses dimensions caractéristiques a été présentée ainsi que les diagrammes de directivité et de rapport axial obtenus. Il est recommandé de se reporter à ces derniers afin d'interpréter les résultats ci-dessous.

3.6.1. Isotropie en puissance

Pour chaque antenne, l'isotropie en puissance est quantifiée par l'écart entre le minimum et le maximum de la directivité sur son diagramme (Voir section 3.1.2.1). Les résultats sont présentés sous forme d'histogramme à la figure 3.26. Les antennes sont classées par écart de directivité croissant.

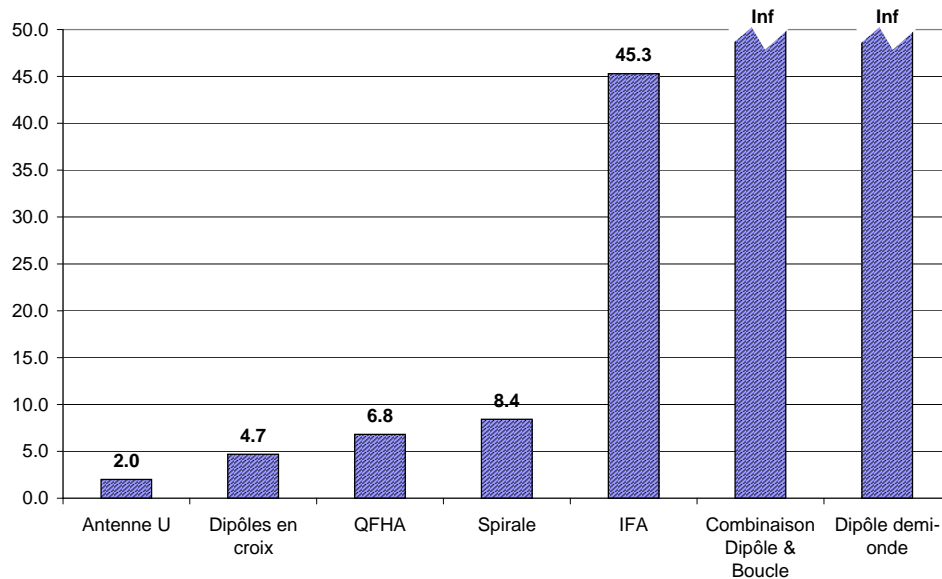


FIG. 3.26.: Écart entre minimum et maximum de la directivité.

Les quatre meilleures antennes sont l'antenne en U, la combinaison de dipôles en croix, l'antenne QFHA et l'antenne spirale. Elles ne présentent pas d'annulation dans leur diagramme de rayonnement. Ceux-ci sont illustrés aux figures 2.8 page 37, 2.3 page 34, 2.24 page 46 et 2.29 page 50.

L'IFA sur petit plan de masse ne présente pas d'annulation mais son diagramme de rayonnement présentent des déformations relativement importantes. (figure 2.19 page 43).

Les deux dernières antennes ont des diagrammes de type dipolaires et présentent donc des annulations (figure 2.13 page 40).

3.6.2. Uniformité de polarisation

L'uniformité de l'état de polarisation est quantifiée par la moyenne du rapport axial sur l'ensemble des directions de propagation (Voir section 3.1.3).

Les antennes présentant la meilleure uniformité de polarisation sont :

- En polarisation circulaire, la combinaison de boucle & dipôle et l'antenne QFHA.
- En polarisation rectiligne, l'antenne en U et l'antenne IFA.

Le rayonnement de la combinaison boucle & dipôle provient de la quadrature de phase entre le rayonnement dipolaire polarisé horizontalement de la boucle et le rayonnement dipolaire polarisé verticalement du dipôle. Si les deux diagrammes étaient parfaitement égaux en toute direction, la moyenne du rapport axial sur l'espace serait de 100%. Ici le résultat de 87% s'explique par les différences entre les diagrammes des deux éléments. Celles-ci sont présentées à la section 2.1.3.

L'antenne QFHA possède un large lobe avant avec une polarisation circulaire de bonne qualité en raison de l'enroulement en hélice de ses brins (voir figure 2.25 page 47). Ceci

3. Caractérisation de la couverture isotrope

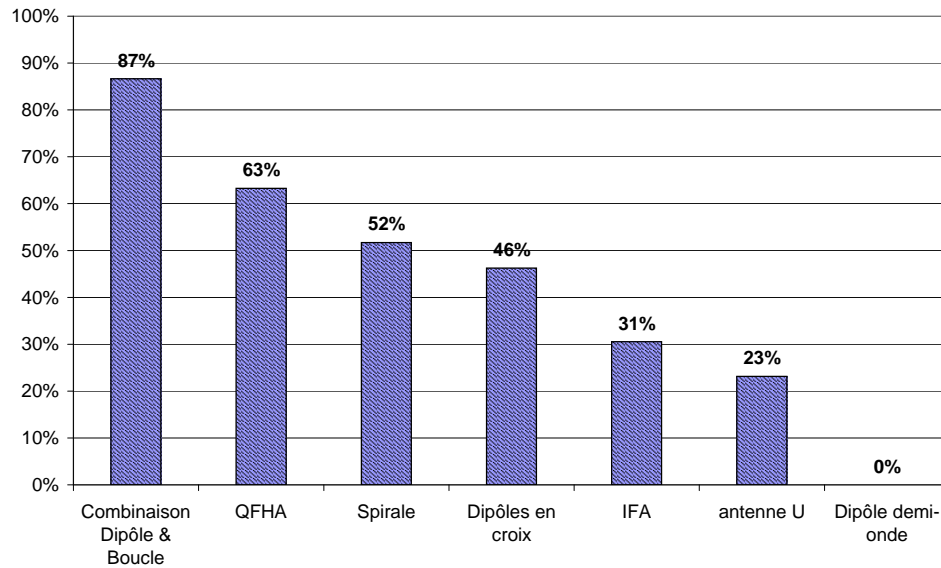


FIG. 3.27.: Moyenne de rapport axial. (0% = uniformément rectiligne, 100% = uniformément circulaire)

explique que la moyenne du rapport axial soit supérieure de 10 à 15 points à celle de la spirale ou du dipôle en croix.

L'antenne en U est essentiellement polarisée rectilignement (figure 2.9 page 37) verticalement dans l'axe des deux brins et horizontalement dans la direction normale au U (Voir figure 2.10). Elle présente donc une bonne uniformité de polarisation rectiligne.

3.6.3. Courbes de couvertures

Les caractérisations en puissance et en polarisation ne permettent pas de déterminer quelle antenne est la plus performante par rapport au contexte de notre étude. Les courbes de couverture permettent de répondre à cette question. Les courbes de couverture calculées pour chaque antenne de l'état de l'art en espace libre sont présentées aux figures 3.28 à 3.30 pour une illumination respectivement en polarisation rectiligne, circulaire gauche et circulaire droite. Le dipôle est également représenté sur les courbes à titre de référence.

Le classement des antennes sera commenté à la section 3.6.4 sur la base des directivités à 90% de couverture.

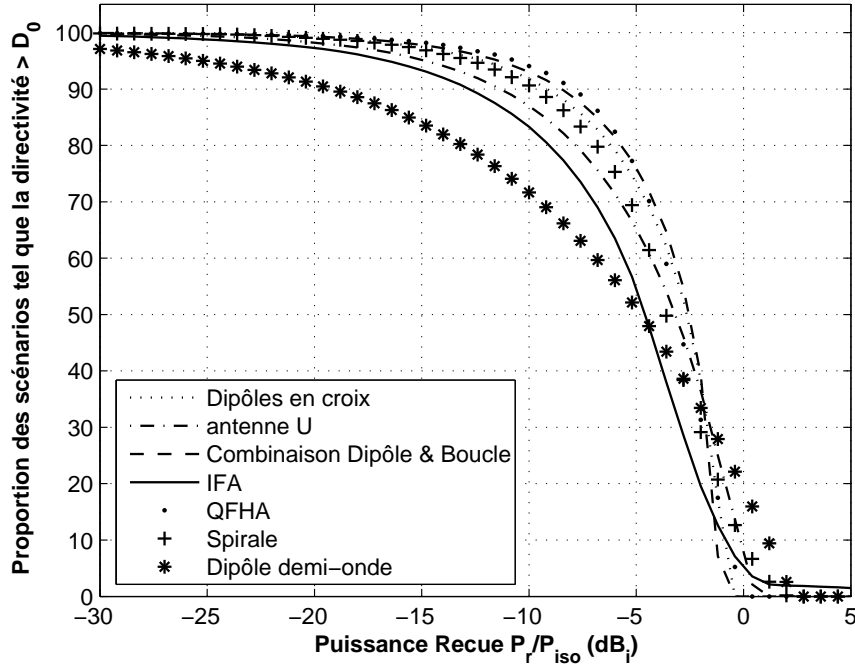


FIG. 3.28.: Couvertures pour une illumination en polarisation rectiligne (PR)

On observe qu'en illumination polarisée rectilignement (figure 3.28) les courbes sont très proches et présentent une allure similaire. L'écart entre la meilleure et la moins bonne couverture est de 4.9 dB. La moyenne des couvertures est de -10.6 dB (sans prendre en compte le dipôle demi-onde). En première approximation, pour une application nécessitant une bonne couverture, l'utilisation de n'importe laquelle de ses antennes peut donc être envisagée.

3. Caractérisation de la couverture isotrope

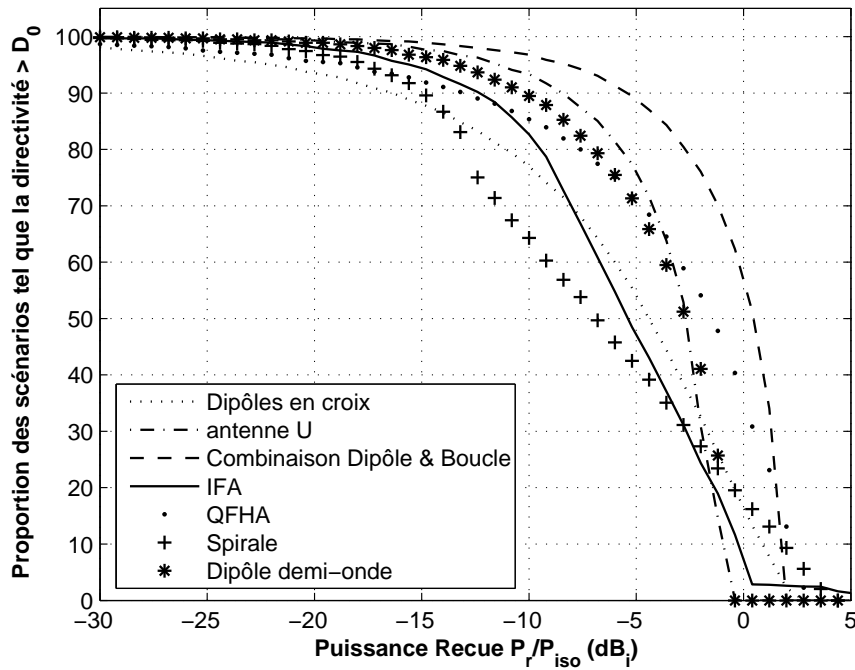


FIG. 3.29.: Couvertures pour une illumination en polarisation circulaire gauche (PCG)

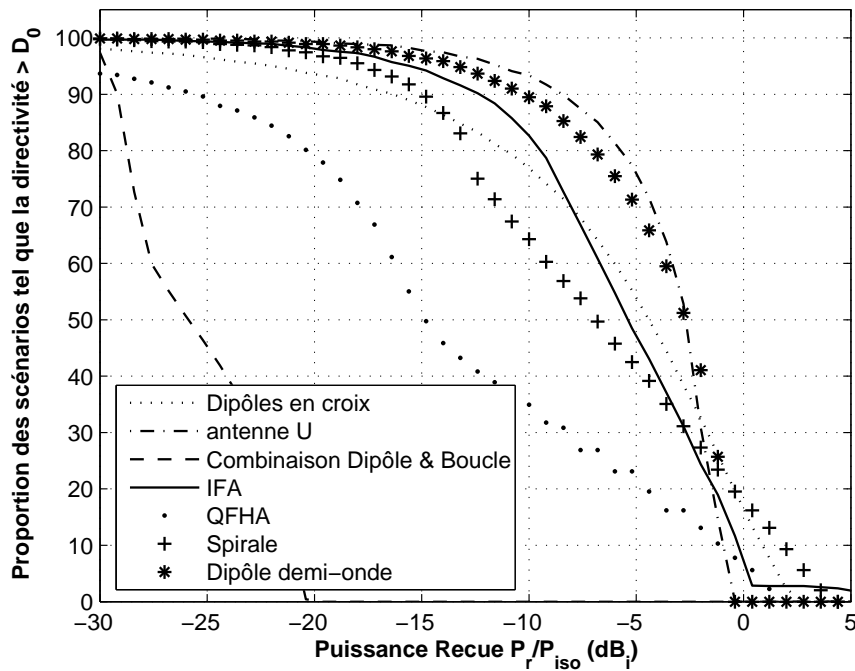


FIG. 3.30.: Couvertures pour une illumination en polarisation circulaire gauche (PCD)

- Parmi toutes les configurations, la meilleure couverture est obtenue par la combinaison de boucle et dipôle en illumination circulaire gauche. Cette structure est uniformément polarisée en circulaire gauche. Dans cette configuration l'adaptation en polarisation entre l'antenne et la source est optimale. Par contre, pour une illumination en polarisa-

tion circulaire droite, la couverture de cette structure se retrouve être très défavorable. Dans cette configuration, l'antenne et la source sont complètement désadaptée. Dans le cadre d'une application pour laquelle il n'est pas possible de garantir le sens de la polarisation circulaire, cette antenne ne sera donc pas un bon choix.

- Une conclusion similaire s'applique à l'antenne QFHA, dont les performances sont assez différentes selon le sens de la polarisation d'illumination.
- En polarisation circulaire, les écarts obtenus sont plus importants qu'en polarisation rectiligne : 10.9 dB en polarisation circulaire gauche (sens adapté aux antennes) et 20.8 dB en polarisation circulaire droite (sens opposé) .
- Sans prendre en compte le dipôle demi-onde, la moyenne des couvertures est de -10.8 dB pour une illumination en polarisation circulaire gauche et de -15.1 dB en illumination à polarisation circulaire droite. Cette différence importance s'explique par le fait que dans un cas les antennes à polarisation circulaire sont adaptées à la source, alors que dans l'autre cas elles sont désadaptées.

3.6.4. Directivités à 90% de couverture

Les antennes sont comparées quantitativement sur la base de leur directivité de couverture à 90%.

3.6.4.1. Illumination en polarisation rectiligne

La figure 3.31 représente les directivités de couverture pour une illumination en polarisation rectiligne.

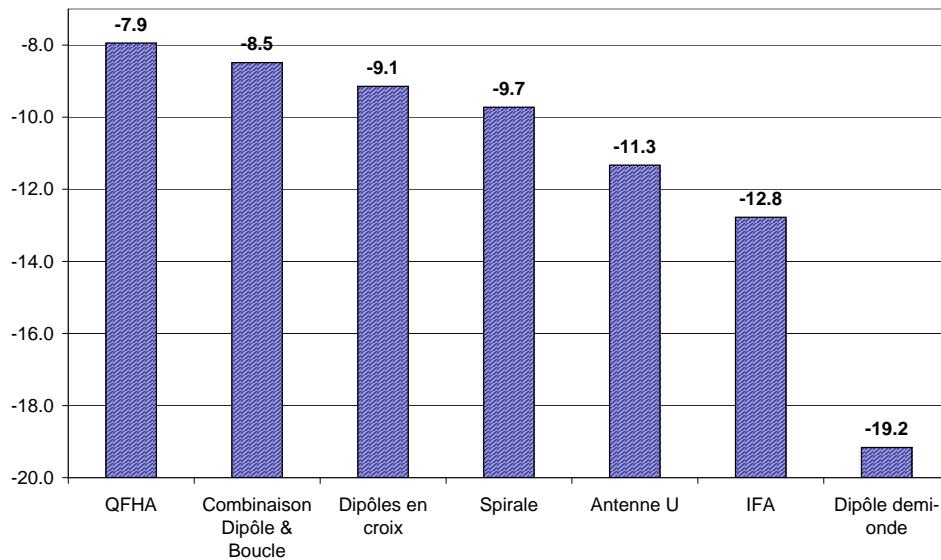


FIG. 3.31.: Directivité de couverture à 90% pour une illumination en polarisation rectiligne

Nous commentons successivement chaque antenne par rapport à une illumination en polarisation rectiligne :

3. Caractérisation de la couverture isotrope

Dipôle demi-onde : Il s'agit ici d'une antenne de référence. Le dipôle est l'une des antennes la plus couramment utilisée dont le rayonnement de type omnidirectionnel est bien connu. Il est donc particulièrement sensible aux extinctions causées par la désadaptation de polarisation, en raison de sa polarisation uniformément rectiligne. Son diagramme de rayonnement, s'il est omnidirectionnel dans le plan azimutal n'est par contre pas isotrope puisqu'il présente deux trous dans les directions colinéaires à l'axe du dipôle. Pour une couverture de 90%, le dipôle reçoit presque 10dB de moins que la combinaison de dipôles en croix.

Combinaison boucle-dipôle et dipôles en croix : Les deux structures présentent quasiment la même couverture dans les 3 meilleurs du corpus. Leurs caractéristiques en champ lointain sont cependant très différentes :

- La combinaison boucle-dipôle possède une polarisation quasiment circulaire et uniforme sur tout le diagramme (voir figure 2.14 page 40). La puissance reçue est ainsi invariante par rapport aux rotations de polarisation de la source. Ceci tend à accroître la couverture. Cependant son diagramme de rayonnement est dipolaire (voir figure 2.13 page 40). Le rayonnement est nul dans l'axe du dipôle. Ceci tend à diminuer la couverture.
- En comparaison, les dipôles en croix ont un rayonnement en puissance quasi isotrope avec un écart de 4.5 dB entre leur minimum et leur maximum (voir figure 2.3 page 34) mais un diagramme de polarisation hétérogène qui n'est circulaire que dans la direction normale aux dipôles (voir figure 2.4 page 34). Le premier effet tend à augmenter la couverture tandis que le second tend à la diminuer.
- Au final les couvertures sont équivalentes mais pour des raisons différentes. La couverture optimale est obtenue avec une antenne qui combinerait les deux caractéristiques d'une polarisation uniformément circulaire et d'un rayonnement parfaitement isotrope en puissance. Cependant nous avons montré au chapitre 1 qu'une telle antenne n'était pas physiquement réalisable. Ainsi la combinaison boucle et dipôle et les dipôles en croix sont parmi les deux meilleures structures canoniques en terme d'optimisation de la couverture isotrope.

Antenne spirale : L'antenne spirale possède des caractéristiques de rayonnement rappelant les dipôles en croix. Son diagramme de rayonnement ne présente pas d'annulation, il est à symétrie de révolution autour de l'axe de symétrie de la spirale. L'écart entre extrêmes du rayonnement est plus important que pour les dipôles en croix. Le rayonnement est polarisé circulairement selon l'axe de symétrie de la spirale et rectilignement dans son plan. La polarisation circulaire n'est cependant pas produite par une quadrature de phase entre deux distributions de courants orthogonales mais par l'enroulement en spirale des deux brins. Pour cette raison, la polarisation circulaire n'est pas aussi pure que celle des dipôles en croix. En raison de ces imperfections, la couverture de la spirale est légèrement moins bonne que celle des dipôles en croix.

Antenne QFHA : L'antenne QFHA obtient la meilleure couverture. Son fonctionnement est intermédiaire entre les dipôles en croix et la spirale en ce sens que la polarisation circulaire est engendrée par une quadrature de phase entre les 4 brins la composant mais également par l'enroulement en spiral. Le diagramme de rayonnement est à symétrie de révolution avec un lobe plus important dans la direction avant en raison de la forme hélicoïdale qui contribue à former le faisceau vers l'avant. L'isotropie en puissance n'est pas parmi les meilleures en raison de la dissymétrie avant-arrière. Cependant la qualité de la polarisation circulaire est excellente sur une ouverture plus importante que dans le cas des dipôles en croix, ce qui explique la très bonne

couverture.

Antenne en U : Son isotropie de puissance est la meilleure : seulement 2 dB d'écart entre extrema de puissance. Elle n'est pas contre pas polarisée circulairement ce qui la rend sensible à l'inclinaison de l'axe de polarisation de la source. En conséquence elle arrive en cinquième position en terme de couverture en illumination à polarisation rectiligne.

Antenne IFA sur petit plan de masse : Elle obtient la 3e meilleure couverture derrière les dipôles en croix. Pour une couverture de 90%, la puissance reçue est inférieure de 3dB à ceux-ci. L'antenne IFA est un type de structure couramment utilisée pour la communication sans fil. Elle sera plus amplement détaillée au chapitre 2. La bonne couverture obtenue provient en partie du fait que l'IFA est ici montée sur un plan de masse de petite dimension par rapport à la longueur d'onde. La longueur du plan de masse est de $\lambda/3.4$ pour un toit de longueur $\lambda/4.5$. La structure rayonne donc presque autant sous le plan de masse qu'au-dessus. La différence entre la directivité maximum et minimum est de 10dB. Son diagramme de polarisation est hétérogène, principalement à polarisation rectiligne mise à part dans quatre directions pour lesquelles il est polarisé circulairement. D'une manière générale, plus la taille du plan de masse augmente, plus la couverture de l'antenne diminue, car l'antenne rayonne de manière directive au dessus du plan de masse.

3.6.4.2. Illumination en polarisation circulaire

La figure 3.32 présente les directivités des antennes pour 90% de couverture sous la forme d'histogrammes groupés.

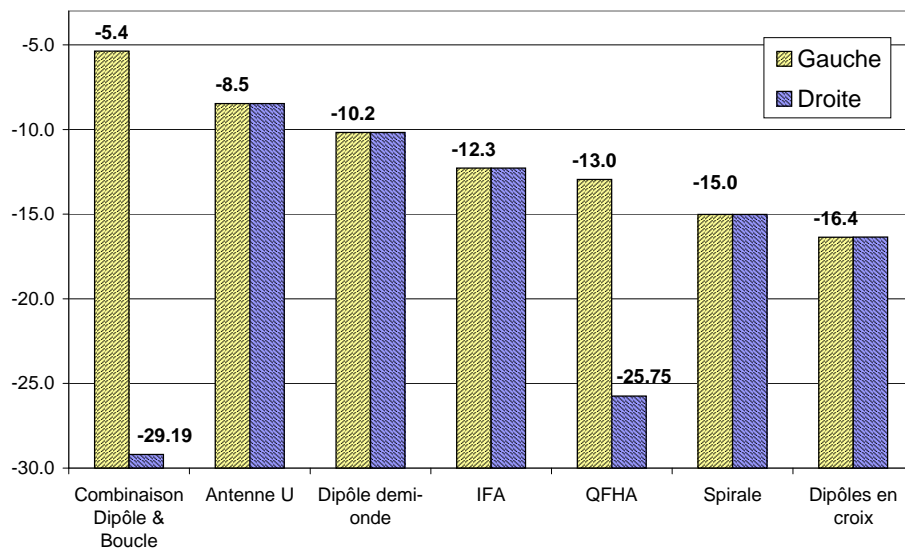


FIG. 3.32.: Directivité de couverture à 90% pour une illumination en polarisation circulaire. Les barres groupées correspondent aux deux sens de polarisation circulaire de l'onde incidente.

Combinaison boucle-dipôle et Antenne QFHA : Ces deux antennes obtiennent leurs meilleures couvertures pour un sens de rotation de polarisation et leurs plus mau-

3. Caractérisation de la couverture isotrope

vaies pour l'autre sens. Leur rayonnement étant complètement ou essentiellement polarisé dans un sens donné, on se retrouve soit dans un cas de parfaite adaptation de polarisation, soit dans un cas de désadaptation sévère.

L'antenne en U, le dipôle et l'antenne IFA : Ces antennes sont essentiellement polarisées rectilignement et obtiennent une bonne isotropie de puissance. Elles reçoivent donc une illumination en polarisation circulaire dans toutes les directions et ne sont pas sensibles à une inclinaison des sources. Elles obtiennent donc une meilleure couverture qu'en polarisation rectiligne.

L'antenne spirale et les dipôles en croix : Il s'agit d'antennes planaires à polarisation circulaire. Chaque hémisphère de part et d'autre du plan de l'antenne sont polarisés circulairement avec un sens opposé. Dans le cas où l'illumination est circulaire, l'un des hémisphères sera très bien couvert et l'autre très mal. Cela explique les mauvaises performances de ces antennes dans ce contexte. En outre, leur symétrie de part et d'autre du plan de l'antenne explique que les performances soient identiques pour les deux sens de polarisation d'illumination.

3.7. Conclusion

Après avoir exposés les critères existants, nous avons proposé une méthode de caractérisation adaptée au problème posé. Ce critère appelé *fonction de couverture* nous a permis d'étudier quantitativement l'influence des caractéristiques de rayonnement de l'antenne sur notre problématique : l'ouverture du diagramme et son état de polarisation.

Par rapport aux critères précédents, ce nouveau critère se veut plus facilement interprétable dans un contexte d'application à la communication. Il permet par exemple de faire des affirmations telles que "L'antenne A couvre X % des orientations avec Y dB de gain minimum" ou "Pour une couverture dans X % des orientations, l'antenne A obtient X dB de gain de plus que l'antenne B".

Nous avons ensuite étendu cette méthode de caractérisation afin de prendre en compte l'environnement de propagation. Cette méthode plus sophistiquée est appelée *couverture effective*. Dans le cas d'un modèle statistique réaliste de canal de propagation radio pour un environnement type intérieur, nous avons étudié quantitativement l'influence des caractéristiques des antennes selon les conditions de l'environnement.

Finalement, le critère a été utilisé afin de comparer les meilleures antennes isotropes miniatures identifiées au chapitre 2 issues de la bibliographie.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

L'objectif de ce chapitre est la conception et la réalisation de structures isotropes destinées à optimiser le bilan de liaison entre deux dispositifs orientés aléatoirement l'un par rapport à l'autre. Ces antennes sont conçues dans l'optique d'équiper de petits objets communicants pour des applications du type de celles présentées dans le chapitre 1.

Nous présentons tout d'abord le contexte et les caractéristiques visées puis dans la section 4.2, la méthodologie de conception suivie est présentée. Les sections 4.3 à 4.5 présentent en détail les structures d'antenne qui ont été mises au point. Enfin dans la section 4.6, les performances de ces structures en terme de couverture sont comparées grâce au critère élaboré au chapitre précédent.

4.1. Contexte et caractéristiques recherchées

La spécification des caractéristiques de rayonnement n'est pas suffisante pour commencer la conception d'une antenne. Si l'objectif principal reste la réalisation d'un démonstrateur d'antenne indépendamment d'une application particulière, il est néanmoins important de définir autant que possible l'ensemble des caractéristiques visées dès le début de la conception.

Suite à l'étude théorique faite à la section 1.3 du chapitre 1, les caractéristiques de rayonnement idéalement recherchées sont :

- L'isotropie de la puissance rayonnée.
- Un état de polarisation uniformément circulaire sur l'ensemble de l'espace.

Notre étude est orientée vers les antennes destinées à équiper de petits objets communicants, typiquement pour des applications de capteurs disséminés (Voir chapitre 1), l'objectif secondaire est donc la miniaturisation aussi poussée que possible de la structure.

Cette double contrainte d'isotropie de rayonnement et de miniaturisation est d'autant plus intéressante que celles-ci ne sont pas antagonistes. D'une manière générale, la réduction en taille va de paire avec une meilleure isotropie de puissance. (Voir section 1.4)

En ce qui concerne les caractéristiques telles que la bande passante ou la technologie de fabrication, on s'impose initialement des contraintes représentatives des normes de transfert de données courte distance telles que celle du Bluetooth ou du WIFI qui opèrent dans la bande ISM 2.4-2.5 GHz.

Le tableau 4.1 récapitule l'ensemble des contraintes et objectifs fixés pour la conception des antennes.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

Caractéristiques	Valeurs	Remarque
Rayonnement en champ lointain	<ul style="list-style-type: none"> – Isotrope en puissance. – Etat de polarisation uniformément circulaire. 	– Ces deux objectifs optimisent la couverture de l'antenne au sens du critère présenté dans la première partie.
Dimensions	<ul style="list-style-type: none"> – Miniaturisation maximum dans la mesure où cela ne s'oppose pas aux objectifs sur le champ lointain. – Typiquement plus grande dimension $< \lambda/\pi$: Antenne miniature au sens de Wheeler [84, 85]. 	
Fréquence de fonctionnement	<ul style="list-style-type: none"> – Entre 1 et 3 GHz. – On s'intéressera plus particulièrement à la bande ISM 2.4-2.5 GHz. 	<ul style="list-style-type: none"> – Réalisation des prototypes par techniques de circuit imprimé courante. – Facilité de caractérisation compte tenu du matériel disponible. – Fréquences proches des bandes DCS, PCS, GPS et ISM 2.4-2.5. – La bande ISM 2.4-2.5 GHz est utilisée par les normes tels que BlueTooth, WIFI ou Zigbee.
Largeur de bande	– Autant de possible	
Technologie de fabrication	<ul style="list-style-type: none"> – Circuit imprimé sur substrat. – Fabrication de pièces métalliques en cuivre. 	<ul style="list-style-type: none"> – Possibilité de réaliser et de tester les prototypes au laboratoire. – Faible coût en cas de production en grande série.

TAB. 4.1.: Cahier des charges pour la conception des antennes.

4.2. Méthode de conception d'antennes par association d'éléments rayonnants

4.2.1. Le flot de conception

Nous présentons dans cette première section la méthodologie générale qui nous a conduit à la conception des structures antennaires exposées dans la suite de ce chapitre. Cette méthodologie tente de couvrir l'ensemble du travail de conception, depuis l'élaboration du principe de fonctionnement jusqu'à la conception et la réalisation de la structure physique.

4.2.1.1. Conditions d'utilisation

Comme dans la plupart des activités de conception, il n'existe pas de méthode universelle et optimale pour procéder à la conception d'une antenne. L'adoption d'une méthode plutôt qu'une autre dépend de nombreux facteurs tels que le contexte de la recherche ou l'ordre des priorités du cahier des charges. Cela dépend également des préférences du concepteur. Selon son expérience et sa maîtrise des phénomènes et des outils, certaines étapes pourront être étudiées de façon formelle et calculées ou bien, au contraire, de manière plus intuitives et abrégées.

La méthodologie de conception que nous nous proposons d'utiliser nous semble particulièrement adaptée dans les conditions suivantes :

1. La priorité de la conception vise à optimiser les caractéristiques de rayonnement de la structure par rapport à un gabarit donné. Il est possible, par exemple, de rechercher une structure au rayonnement dipolaire, hémisphérique ou isotrope.
2. La seconde priorité est d'optimiser le facteur de forme de l'antenne et ses dimensions. Cette contrainte peut être menée à bien en essayant diverses possibilités de disposition des éléments rayonnant constituant l'antenne.
3. Les antennes sont à bande étroite, de sorte que l'on optimise le rayonnement de la structure pour une fréquence centrale de fonctionnement unique.
4. Les contraintes de bande passante, d'efficacité et de faisabilité de réalisation sont prises en compte et résolues dans un second temps.

4.2.1.2. Description des étapes du flot de conception

La méthode consiste à d'obtenir les caractéristiques de rayonnement recherchées par l'association de plusieurs éléments rayonnants élémentaires en appliquant le principe de superposition des champs. Une représentation en schéma-bloc à la figure 4.1 donne une vue générale de la méthode. Trois types de logiciels différents sont utilisés. Ils sont illustrés par des fonds de couleurs différentes.

Les étapes du flot de conception sont détaillées ci-dessous :

1. **Constitution d'une bibliothèque de champ lointain d'éléments rayonnants**
Différentes structures élémentaires simples, physiquement réalisables et susceptibles de pouvoir être combinées à d'autres, sont préalablement identifiées. Il s'agit typiquement de dipôles, de boucles, d'antennes IFA, de patchs, etc.
Elles constituent une bibliothèque de structures de base.
Les caractéristiques de rayonnement de ces structures doivent être déterminées en champ lointain dans tout l'espace.
 - a) Pour des structures simples, les caractéristiques de champs lointain peuvent être déterminées analytiquement. C'est par exemple le cas pour un dipôle électrique ou une boucle de courant.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

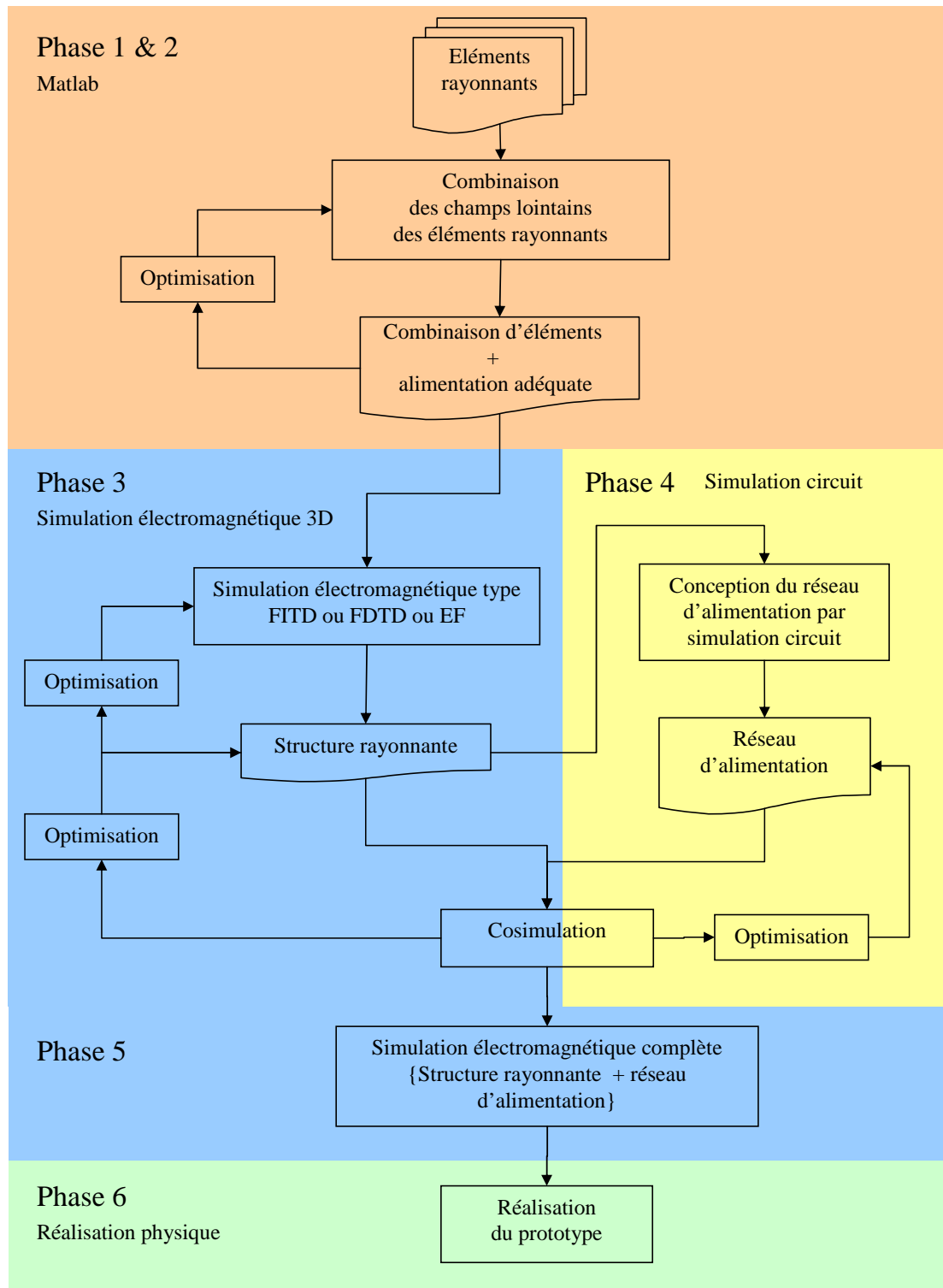


FIG. 4.1.: Schéma-bloc du flot de conception

- b) Pour des structures plus complexes, une simulation électromagnétique complète est réalisée afin d'en extraire les caractéristiques de rayonnement en champ lointain. Plusieurs simulations peuvent être réalisées pour différentes variantes ou dimensions physiques de la structure. C'est par exemple le cas de l'antenne IFA présentée à la section 2.1.4.
- c) Les champs lointains peuvent également être synthétisés par différentes méthodes numériques : Expansion d'harmoniques sphériques, synthèse à partir d'une distribution de courant idéalisée (Voir B.1), ou provenir de mesures de structures réelles réalisées par exemple en chambre anéchoïde.

2. Recherche d'une superposition de champs lointains

En vertu du théorème de superposition [33], les champs lointains de ces structures élémentaires peuvent être superposés après avoir subi des rotations, translations ou symétries.

Il s'agit d'expérimenter diverses associations afin d'obtenir le champ lointain recherché. (Phase 2 de la figure 4.1).

- a) Les angles de rotation et les vecteurs de translation des différentes structures sont déterminés afin de s'approcher au mieux du rayonnement recherché.
- b) Les amplitudes et phases d'alimentation des différents éléments sont également optimisées lors de cette phase.
- c) Cette recherche est effectuée en utilisant un logiciel de calcul numérique. Nous avons utilisé Matlab. Les optimisations peuvent être réalisées soit par une recherche heuristique de type "essai-erreur", soit via un algorithme d'optimisation après avoir défini une fonction de coût.
- d) L'intérêt pratique de cette méthode réside dans la rapidité d'exécution des calculs par rapport à l'utilisation de logiciels de simulation électromagnétique. Un très grand nombre de possibilités d'association peuvent être calculées en très peu de temps.
- e) L'inconvénient majeur de la méthode provient du fait que les phénomènes de couplage en champ proche ainsi que les impossibilités de réalisations physiques (Par exemple lorsque deux structures physiques se chevauchent) ne sont pas pris en compte. Il s'agit donc d'une aide à la conception qui ne peut pas être totalement systématisée et qui doit être complétée par une étude de ces aspects.
- f) Dans notre méthodologie, cette phase joue un rôle important car elle se situe en amont de la conception. C'est au cours de cette phase que le principe de fonctionnement de base dont découlera toute la suite est identifié. La section suivante (Voir 4.2.2) lui est consacrée. L'annexe B présente quelques routines de manipulation du champ lointain qui ont été développées spécialement pour cette phase de la conception.

Enfin, à l'issue de cette phase, une première ébauche de structure est obtenue. Il s'agit d'une combinaison d'éléments dont la disposition et les alimentations en terme d'amplitude et de phase sont déterminées.

3. Simulation électromagnétique de la structure rayonnante

On passe ensuite à la simulation électromagnétique. A partir de la combinaison d'éléments issue de la phase 1, une structure réaliste est conçue et simulée intégralement (Phase 3 de la figure 4.1).

4. Conception et réalisation de structures isotropes

- a) L'influence du couplage entre les éléments est déterminé.
- b) Le rayonnement, la taille et l'efficacité de la structure peuvent être optimisés.
- c) L'adaptation d'impédance sur chaque port de la structure est optimisé.
- d) Si le principe de fonctionnement n'est pas validé à ce niveau, en particulier en raison du couplage perturbant le fonctionnement propre des éléments, on retourne à la phase 2.

A l'issue de cette phase, une structure dont le rayonnement est conforme aux objectifs est obtenue. Le fonctionnement électromagnétique complet est validé. Elle est alimentée par un ou plusieurs ports internes idéaux.

4. Conception d'un réseau d'alimentation

L'objectif est maintenant la réalisation d'un réseau d'alimentation pour la structure rayonnante. (Phase 4 de la figure 4.1).

- a) Celui-ci est conçu initialement à partir des positions et des spécifications des ports internes alimentant la structure et des espaces disponibles compte tenu de la géométrie de la structure rayonnante.
- b) Le réseau et la structure sont, si nécessaires, optimisés par simulation conjointe dans les deux simulateurs. En effet, des modifications mineures sur la structure peuvent entraîner des améliorations ou des dégradations importantes au niveau du réseau d'alimentation.

A l'issue de cette phase, un réseau d'alimentation adapté à la structure rayonnante a été mis au point. Tous deux sont optimisés pour fonctionner conjointement.

5. Validation par simulation électromagnétique complète

Finalement une simulation électromagnétique complète de l'ensemble {Partie rayonnante + réseau d'alimentation} est réalisée.

Cette simulation est destinée à valider complètement le fonctionnement de l'antenne. En effet, les couplages entre les lignes du réseau d'alimentation ainsi que les couplages entre réseau d'alimentation et structure rayonnante ne sont pas prise en compte par la simulation conjointe de la phase 4.

6. Prototypage

Enfin un prototype est réalisé et mesuré à partir des côtes et spécifications de l'antenne simulée en phase 5 (Phase 6 de la figure 4.1).

4.2.2. Transformation, superposition et caractérisation du champs lointain

La phase 2 du flot de conception présenté ci-dessus consiste à rechercher une combinaison d'éléments présentant les caractéristiques de rayonnement visées (Phase 2 de la figure 4.1). Pour cela, il est nécessaire pour un ensemble de sources élémentaires données de déterminer :

- La position de ces éléments les uns par rapports aux autres.
- Leurs alimentations relatives en amplitude et en phase.

Les phases 3 et 4 mettent en oeuvre des simulations électromagnétiques à l'issue desquelles les caractéristiques de rayonnement sont obtenues. Il est nécessaire de pouvoir caractériser, comparer et visualiser celles-ci afin de valider le déroulement de la conception.

L'ensemble de ces opérations est réalisé dans l'environnement de programmation scientifique Matlab. De nombreuses routines ont été développées spécifiquement afin de réaliser des tâches variées sur les données de champs lointains.

L'utilisation et les relations de ces outils de manipulation les uns par rapport aux autres sont illustrées par un schéma-bloc à la figure 4.2.

4.2.2.1. Intérêts

Ils permettent de :

- calculer, en vertu du théorème de superposition, le champ lointain résultant d'une combinaison d'éléments et ceci pour toutes les dispositions et alimentations possibles de ceux-ci.
- optimiser le champ lointain résultant en fonction de la position ou de l'alimentation d'un ou de plusieurs éléments, car les calculs sont rapides. De plus la plupart des algorithmes d'optimisation sont disponibles sous Matlab.
- reproduire rapidement des rayonnements de structures identifiées dans la littérature et expérimenter.
- faire une décomposition du champ rayonné par une antenne donnée sur une famille de structures élémentaires, typiquement des dipôles et des boucles de courant élémentaires ou bien des harmoniques sphériques. Ceci permet de comprendre, de classer et de comparer le fonctionnement des structures rayonnantes.
- calculer différentes grandeurs caractéristiques du champ lointain telles que le rapport axial ou la puissance moyenne.
- calculer les courbes de couverture dont le principe a été développé au chapitre 3 y compris au travers de simulations statistiques d'environnement multi trajet. La fonction de couverture peut être utilisée pour des études paramétriques sur les structures mises au point ou comme critère d'optimisation.
- Représenter les diagrammes de rayonnement sous diverses formes : diagramme de directivité, décomposition en composantes vectorielles E_θ et E_ϕ , rapport axial.

4.2.2.2. Origine des champs lointains manipulés

Les rayonnements manipulés peuvent provenir de différentes sources notamment des expressions analytiques ou des simulations électromagnétiques.

Dans tous les cas, les caractéristiques de rayonnement en champ lointain d'un élément sont stockées sous forme d'une matrice définissant complètement les deux composantes E_θ et E_ϕ du champ électrique dans tout l'espace.

En vertu du théorème de superposition, les champs lointains des différents éléments peuvent ainsi être pondérés et additionnés par opérations matricielles.

4.2.2.3. Transformations géométriques

Trois routines ont été développées pour calculer le résultat de transformations géométriques sur le champ lointain. Elles permettent de calculer le nouveau champ lointain d'un élément ayant subi :

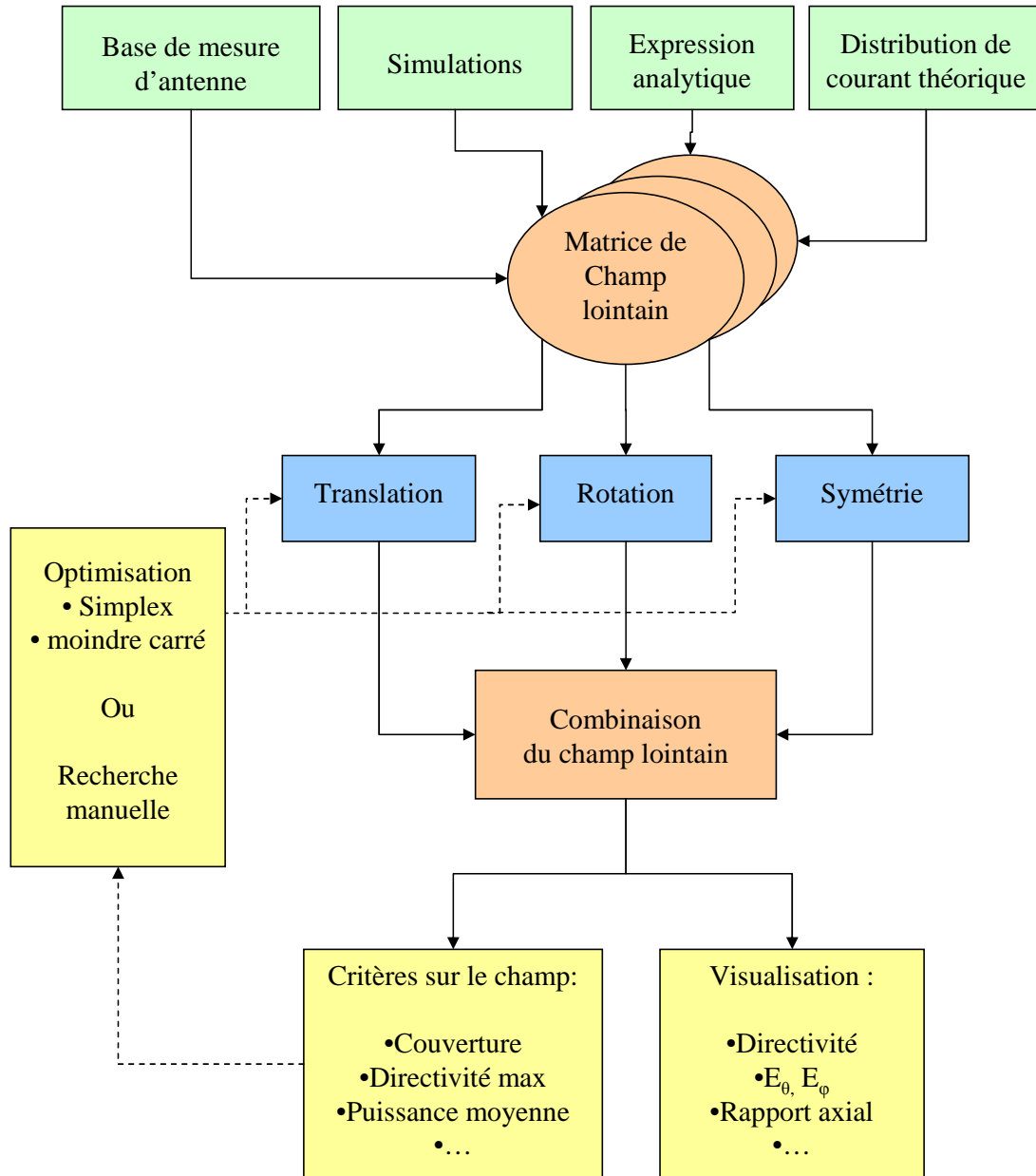


FIG. 4.2.: Organisation et relations entre les outils de manipulation du champ lointain développés sous Matlab.

- Une rotation quelconque selon les trois axes.
- Une translation quelconque dans les trois dimensions.
- Une symétrie par rapport à un plan donné.

Le principe et l'implémentation de ces routines sont détaillés aux sections B.2 et B.3.

4.2.2.4. Limitation

La limite de ces outils vient du fait qu'ils ne tiennent pas compte des interactions en champs proches entre éléments. En effet, on calcule le champ lointain résultant de la superposition des éléments en supposant que leur fonctionnement est indépendant. Cependant lorsque ils sont placés à proximité, ils se perturbent mutuellement, le rayonnement de l'ensemble peut alors être différent.

Cette simplification permet néanmoins de réaliser des calculs simples et rapides. Ils sont donc adaptés à la réalisation d'études de faisabilité préliminaires avant simulation électromagnétique complète.

Comme nous l'avons vu, ces outils trouvent leur emploi dans le flot de conception d'une antenne en amont de la simulation électromagnétique. Les problématiques de couplages et d'adaptation d'impédance sont pris en compte au stade suivant, celui de la simulation électromagnétique.

4.2.3. Application à la conception d'antennes isotropes

La méthode de conception exposée ci-dessus a été envisagée de façon aussi générale que possible afin de s'appliquer à la conception de tout type de structures rayonnantes devant respecter en priorité des exigences sur le rayonnement. Notre but est maintenant d'utiliser cette méthode à notre problème spécifique : la recherche d'une structure d'antenne à rayonnement isotrope afin de répondre au cahier des charges du tableau 4.1.

Trois structures sont présentées dans les sections suivantes. La première structure combine quatre antennes IFA (Inverted-F Antenna) orthogonales. La démarche de conception aboutissant à cette structure est exposée. Cette structure possède les caractéristiques de rayonnement intéressantes par rapport au cahier des charges et à l'état de l'art mais ses dimensions restent contraignantes. Deux variantes dérivant directement de cette première structure sont ensuite développées avec l'objectif d'optimiser les dimensions, les conformations et les possibilités d'intégration sur un dispositif.

4.3. La combinaison de quatre IFA

4.3.1. Démarche de conception

Cette section expose l'élaboration d'une nouvelle structure répondant au cahier des charges ci-dessus (Tableau 4.1). Celle-ci peut se décomposer en 3 phases :

1. Dipôles en croix alimentés en quadrature de phase

4. Conception et réalisation de structures isotropes

Suite à l'état de l'art réalisé au chapitre 2, une comparaison des performances en terme de couverture (Section 3.6.3) montre que les trois structures présentant les meilleures couvertures sont :

- La combinaison de dipôles en croix alimentés en quadrature de phase.
- La combinaison d'une boucle et d'un dipôle.
- L'antenne à hélice quadrifilaire.

Parmi ces structures, la combinaison de dipôles en croix semble la plus intéressante pour deux raisons :

- Elle est simple à modéliser et à réaliser.
- Elle est planaire.

Nous choisissons donc de prendre cette structure comme base de départ.

Le champ lointain rayonné par un dipôle demi-onde est calculé à partir de son expression théorique [33].

Par rotation des éléments et superposition des champs lointains, on calcule le champ lointain résultant de la combinaison de deux dipôles en croix alimentés en quadrature de phase.

Les diagrammes de directivité et de rapport axial sont représentés à la figure 4.3a. Le rayonnement est prépondérant dans la direction normale aux dipôles. L'écart entre minimum et maximum de directivité est de 4 dB (Voir tableau 4.2).

2. Ajout de 4 dipôles verticaux

On constate que l'ajout de 4 dipôles verticaux disposés selon l'illustration 4.3b alimentés en progression de phase permet d'améliorer le rayonnement dans le plan horizontal :

Dipole N°	1	2	3	4
Phase	0°	90°	180°	270°

L'écart entre minimum et maximum de directivité est ramené à 1 dB seulement (Voir tableau 4.2).

Cependant la polarisation s'écarte plus vite de l'état circulaire lorsque l'on s'écarte de la direction normale. Cela se distingue sur le diagramme de rapport axial : les lobes sont plus fins. Pour cette raison, la couverture est légèrement moins bonne que pour les dipôles en croix : on perd 1 dB de directivité à 90% de couverture.

3. Combinaison des 4 antennes IFA

L'association de six dipôles présente deux inconvénients :

- Elle ne présente plus une forme planaire.
- Elle n'est pas simple à réaliser, notamment en ce qui concerne les alimentations des dipôles.

Une alternative permettant d'obtenir une distribution de courant similaire (en première approximation) consiste à scinder les dipôles horizontaux en deux et à considérer que chaque demi-dipôle horizontal prolongé par un dipôle vertical peut être considéré comme un élément indépendant et être remplacé par une antenne IFA équivalente.

On obtient alors une combinaison de quatres antennes IFA disposées tête bêche en croix, de telle sorte que, du point de vue du rayonnement, les toîts des antennes IFA (Voir section 2.1.4) jouent le rôle des dipôles horizontaux et que les court-circuits jouent le rôle des dipôles verticaux. Les antennes IFA sont alimentées en quadrature de phase. Ce nouvel arrangement est représenté à la figure 4.3c.

Un modèle théorique idéal de la distribution de courant et du champ rayonné dans une antenne IFA est fourni par [57]. Nous implémentons ce modèle d'antenne IFA idéale que nous utilisons comme élément de base. Par superposition des champs élémentaires, nous pouvons calculer le champ lointain résultant de la structure complète.

La figure 4.3c illustre les courants établis dans les toits des IFA. Malgré la similitude entre les deux structures, il apparaît clairement que les courants s'établissent différemment dans l'association d'IFA par rapport à la combinaison de 6 dipôles.

On constate que la directivité et le rapport axial sont légèrement différents mais que les caractéristiques essentielles sont très bien conservées. Notamment, l'isotropie en puissance se trouve légèrement dégradée mais l'uniformité de polarisation circulaire est meilleure. La couverture à 90% dépasse de 0.7 dB celle de l'association des 6 dipôles. (Voir Tableau 4.2)

La structure est équivalente à 0.3 dB près à la combinaison de dipôles en croix.

Structure	Ecart entre directivité minimum et maximum	Moyenne du rapport axial	Directivité de couverture à 90%
Dipoles en croix	4,04 dB	46,9%	-8,98 dB
Dipôles en croix et association de dipôles verticaux	1,11 dB	34,8%	-9,94 dB
Association de 4 IFA	2,43 dB	41,2%	-9,26 dB

TAB. 4.2.: Caractéristiques de rayonnement à chaque étape de la conception

4.3.2. Présentation de la combinaison de quatre IFA

Un schéma de la structure est représenté à la figure 4.4. Celui-ci représente les positions des alimentations et des court-circuit des antennes IFA, et schématise l'établissement des modes de résonance quart-d'onde le long des toits des IFA.

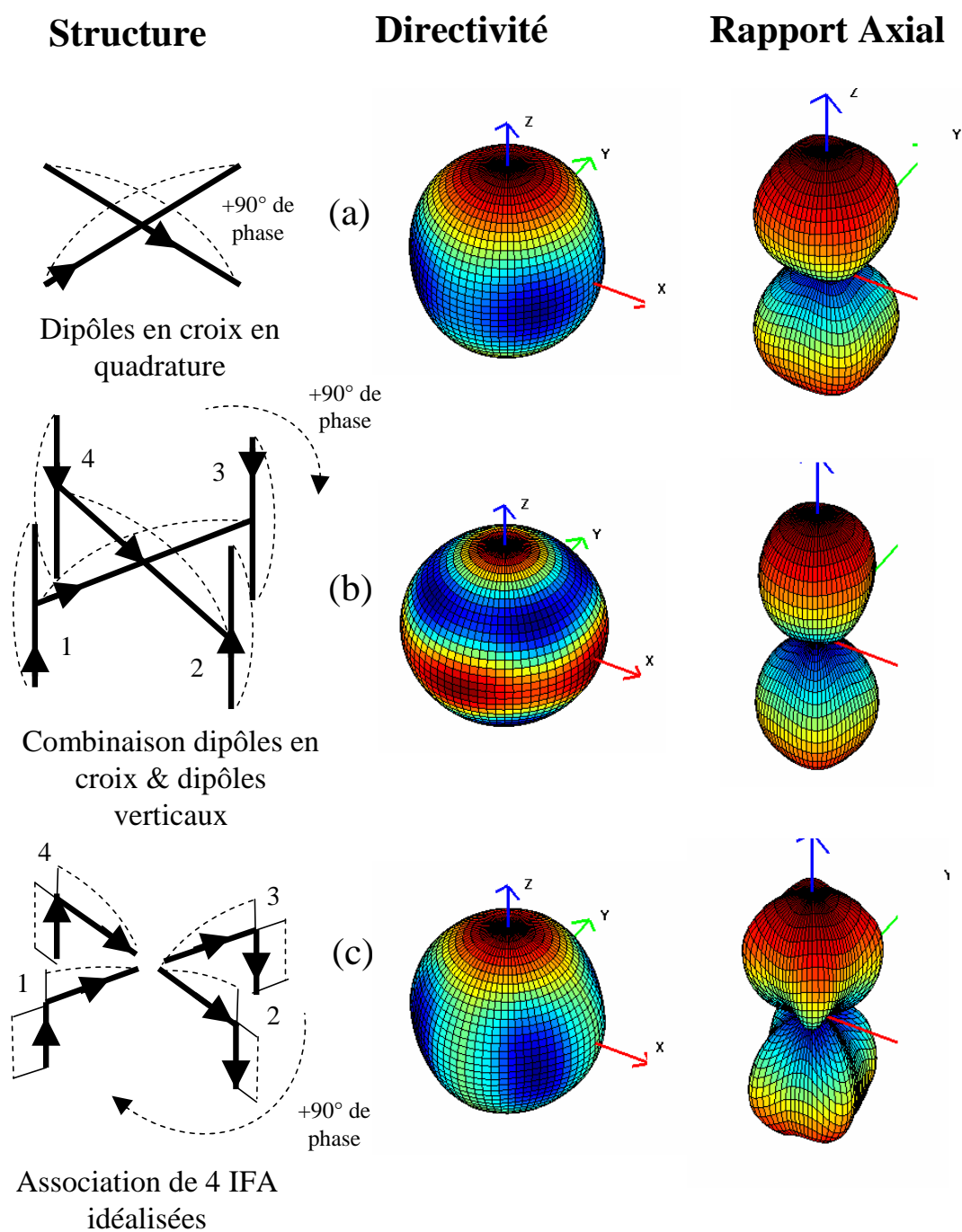


FIG. 4.3.: Des dipôles en croix à l'association de 4 IFA.

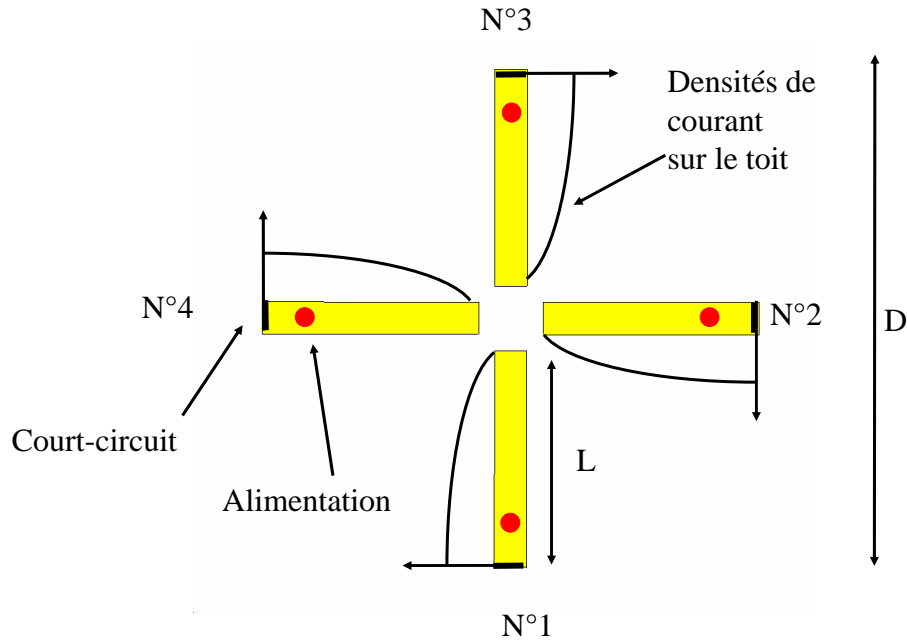


FIG. 4.4.: Schéma de l'association de 4 IFA.

Il a été constaté dans la section précédente qu'en terme de couverture, la combinaison d'IFA était sensiblement équivalente à la combinaison de dipôles en croix (Voir tableau 4.2). Il peut paraître décevant de ne pas améliorer les performances de couverture par rapport à l'antenne utilisée comme base de conception.

Cependant, à couverture équivalente, la combinaison d'IFA possède un certain nombre d'avantages pratiques, notamment dans le cadre de nos applications :

1. Les antennes IFA fonctionnent sur un plan de masse. Ce n'est pas le cas des dipôles en croix qui constituent une structure équilibrée.
 - a) Facilité d'intégration sur un dispositif qui possède généralement un plan de masse.
 - b) Possibilité d'implanter des composants RF discrets tel que coupleurs, switches, amplificateurs sous le plan de masse ou bien des capteurs intégrant des fonctionnalités au dispositif.
2. Les alimentations des IFA sont excentrées.
 - a) Facilité d'amener les alimentations des IFA par l'extérieur de la structure sans perturber le fonctionnement électromagnétique de celle-ci avec des guides ou des lignes venant jusqu'au centre du plan de masse.
 - b) Possibilité d'alimenter indépendamment les 4 IFA. Au delà de la version isotrope de l'antenne, cela ouvre des perspectives intéressantes pour la réalisation de versions reconfigurables ou à accès multiples.
3. Comme nous le verrons aux sections suivantes des possibilités de miniaturisation ou de conformation intéressantes existent également.

4.3.3. Couplage entre deux antennes IFA

L'étude du rayonnement menée ci-dessus par superposition des champ lointains ne prend pas en compte l'influence du positionnement en zone de champs proches des antennes IFA.

Afin d'étudier cette problématique, nous réalisons une étude du couplage entre 2 IFA. Deux dispositions sont étudiées : (1) Les deux IFA sont tête bêche ou bien (2) elles sont perpendiculaires l'une par rapport à l'autre. Les configurations sont illustrées à la figure 4.5. Les simulations sont réalisées sur un logiciel commercial [54]. Le plan de masse est infini. Les IFA sont identiques. Les structures sont réglées afin d'avoir leur résonance autour de 2.5 Ghz lorsqu'elles sont isolées. Les impédances propres Z_{11} et mutuelles Z_{21} sont représentées à la figure 4.6. Les paramètres S sont représentés à la figure 4.7.

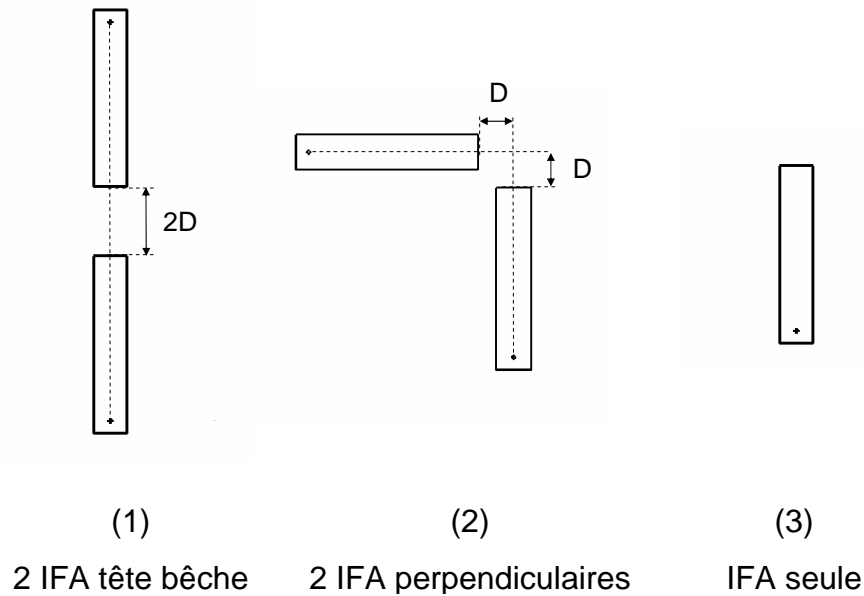


FIG. 4.5.: Etude du couplage entre IFA selon deux configurations. L'IFA seule est donnée à titre de référence. La longueur des IFA est de 25.5 mm pour une adaptation autour de 2.5 GHz. $D=5$ mm

4.3. La combinaison de quatre IFA

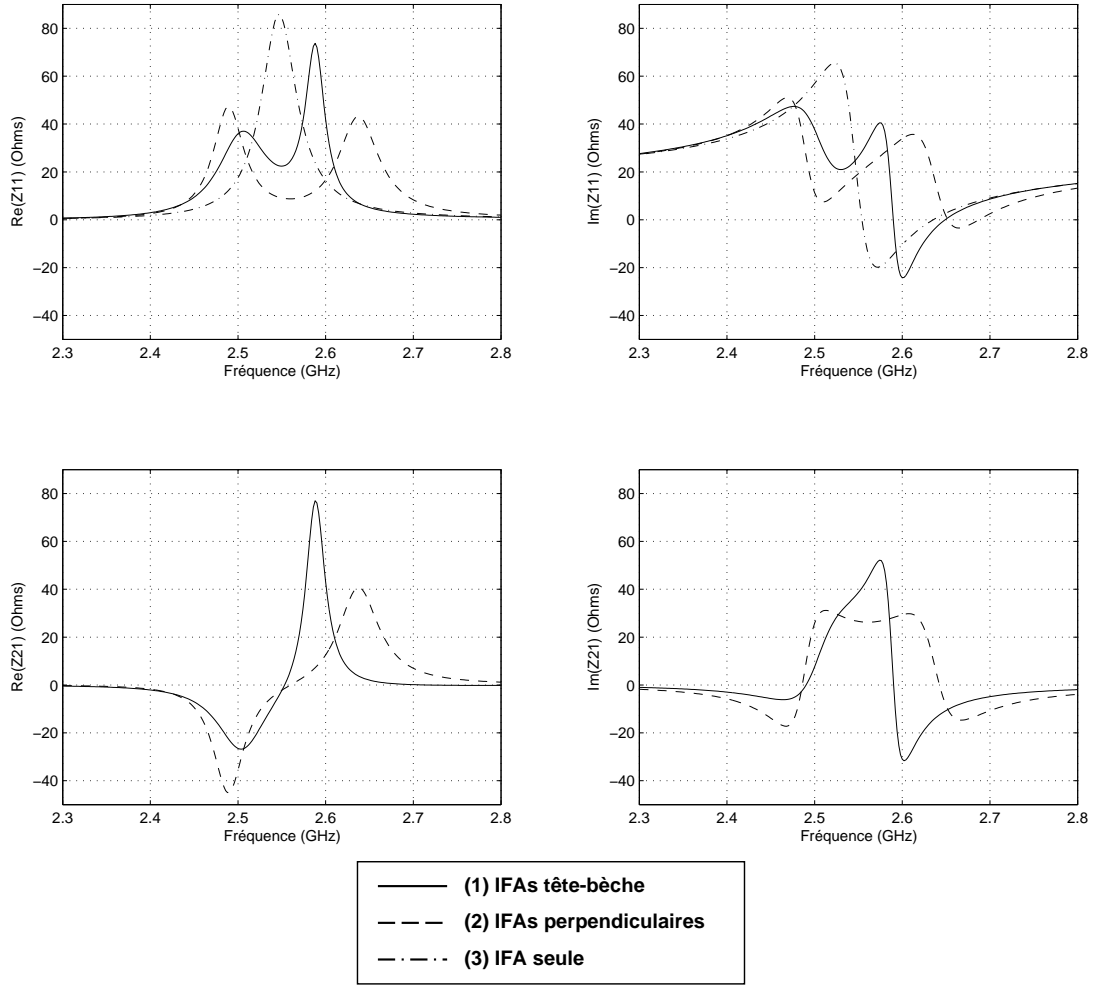


FIG. 4.6.: Impédances propres et mutuelles entre les antennes IFA. En haut les impédances propres Z_{11} , en bas les impédances mutuelles Z_{21} . A gauche, les parties réelles et à droite les parties imaginaires.

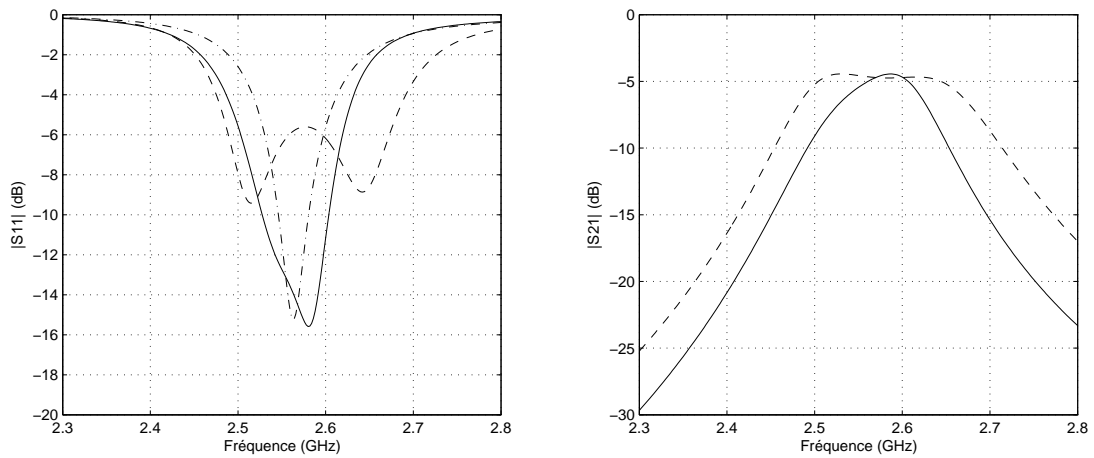


FIG. 4.7.: Paramètres S entre les antennes IFA A gauche, les S_{11} et à droite, les S_{21} . La légende est la même que ci-dessus.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

L'impédance de l'antenne IFA isolée est caractéristique d'une résonance du 1^e ordre. Dans les deux autres configurations, on observe sur les parties réelle et imaginaire de l'impédance propre que le couplage entre les antennes se traduit par l'apparition d'une seconde résonance. La présence d'un pic sur la partie réelle de l'impédance mutuelle confirme l'interaction entre les deux IFA.

Au sein d'une antenne IFA, le champ électrique s'établit verticalement entre le plan de masse et le toit. Ainsi, quelque soit la disposition des deux IFA, les champs électriques sont colinéaires, ce que explique le fort couplage entre les antennes. Pour les deux configurations, le paramètre S_{21} est de -4.5 dB au maximum, un tiers de la puissance est réabsorbée par l'antenne 2.

A la figure 4.8, on représente la valeur absolue de la densité de courant sous les toits des deux IFA lorsque l'antenne 1 est alimentée à 2.6 GHz, c'est à dire à la fréquence où le couplage est le plus important (Voir figure 4.7). On constate que les courants induits dans l'antenne 2 sont du même ordre de grandeur que ceux induits dans l'antenne 1.

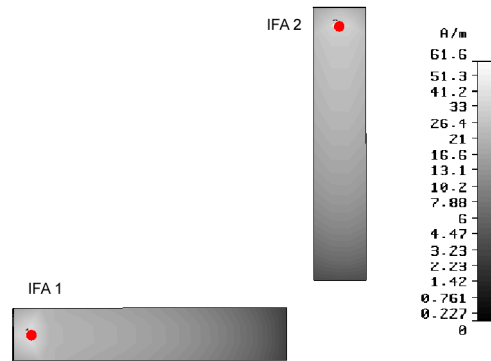


FIG. 4.8.: Carte de courant de la configuration 2 à 2.6 GHz lorsque l'antenne 1 est excitée.

4.4. L'antenne M51 à facteur de forme planaire

4.4.1. Présentation de la structure

4.4.1.1. Généralité

L'antenne M51 est une version miniaturisée de la combinaison de quatre IFA orthogonales présenté à la section précédente. Le principe de fonctionnement est donc le même et les caractéristiques de rayonnement obtenues sont quasiment identiques. La miniaturisation est obtenue par un enroulement des IFA autour du centre de symétrie de la structure. Ceci permet de diminuer la taille de l'ensemble d'environ 60% pour obtenir une structure de 0.23λ de diamètre. Cette structure a donné lieu au dépôt d'un brevet [86].

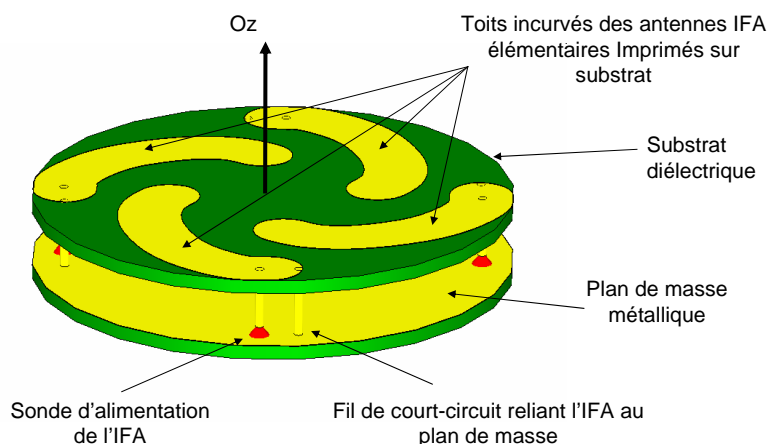


FIG. 4.9.: Antenne M51 : Vue en perspective.

Un exemple de réalisation de l'antenne M51 est représentée aux figures 4.9 et 4.12. Un prototype a été réalisé selon cette configuration et sera détaillé à la section suivante. Différentes autres conformations sont envisageables à partir du même principe. La figure 4.10 présente par exemple une structure à facteur de forme carré.

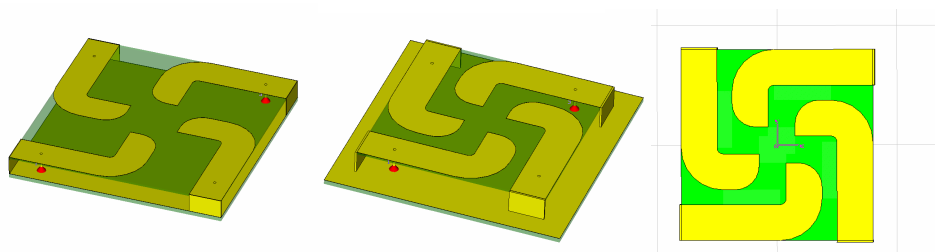


FIG. 4.10.: Exemples de conception d'antennes M51 à facteur de forme carré.

Cette antenne se compose de :

- Un plan de masse constitué d'une surface métallisée.
- Quatre antennes IFA disposées tête bêche et dont les toits sont incurvés autour du centre de symétrie de la structure. Ceux-ci sont planaires et peuvent être réalisés en technologie de circuit imprimé sur un substrat diélectrique.
- Quatre fils de masse reliant les toits des IFA au plan de masse. Ceux-ci sont placés aux extrémités extérieures des IFA par rapport à l'axe Oz.
- Quatre fils d'excitation reliant le toit à un circuit d'alimentation RF situé sous le plan de masse.
- Un réseau d'alimentation destiné à fournir le signal radio-fréquence aux fils d'alimentations des IFA. Celui-ci est réalisé sous le plan de masse de l'antenne sur substrat. Le

4. Conception et réalisation de structures isotropes

plan de masse est en fait constitué par la métallisation du même substrat. L'alimentation des IFA se fait par des vias percés à travers le substrat. Le réseau d'alimentation sera présenté à la section 4.4.3.

Cette antenne est baptisée “antenne M51” en raison de sa forme en spirale qui rappelle la galaxie du même nom (Figure 4.11).



FIG. 4.11.: Galaxie M51

4.4.1.2. Caractéristiques & dimensions

Un prototype a été conçu et optimisé à la fréquence de 2.5 GHz, son diamètre mesure 28 mm soit 0.23λ . Les côtes caractérisant la géométrie du prototype sont données sur la figure 4.12, les valeurs numériques sont données dans le tableau 4.3.

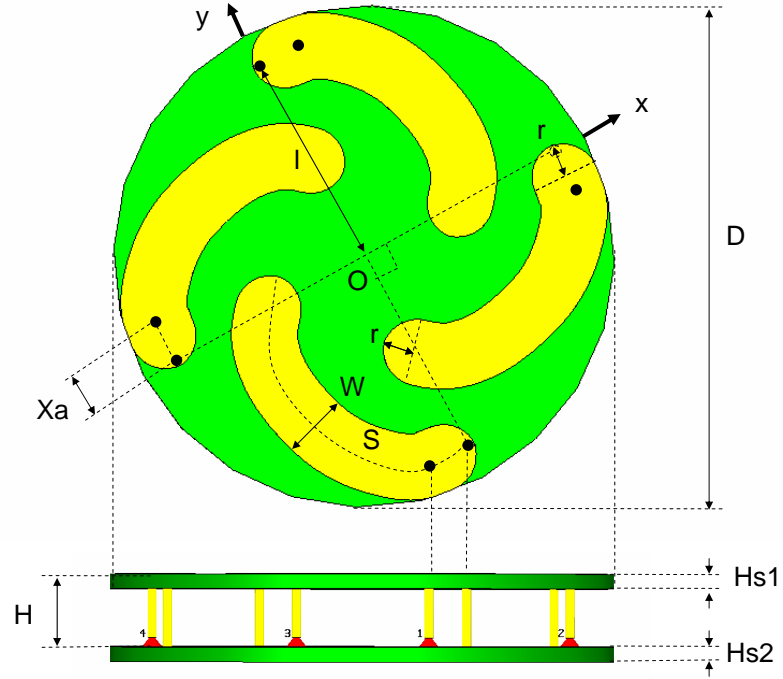


FIG. 4.12.: Antenne M51 : Vue de coté et de dessus

Dimension	Valeur (mm)	Description
D	28	Diamètre total
l	12.15	Distance du centre aux court-circuits
H	4	Hauteur des IFA
Hs1	0.76	Hauteur de substrat supérieur
Hs2	0.76	Hauteur du substrat inférieur
W	3.7	Largeur des toits des IFA
Xa	2	Distance entre court-circuit et sonde d'alimentation
r	2	Rayon d'arrondi des extrémités des toits
df	0.5	Rayon des fils de court -circuit et d'alimentation

TAB. 4.3.: Dimensions du prototype M51 (en millimètres)

Le substrat supérieur est de type FR-4 de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.4$. Il a été choisi en raison de son faible coût et parce qu'il s'agit d'un substrat courant facile à obtenir. Le substrat inférieur est de type Arlon AR1000 de constante diélectrique $\epsilon_r = 10$. Ce substrat n'a pas d'influence notable sur la structure rayonnante puisqu'il est placé sous le plan de masse. Il a été choisi pour sa constante diélectrique plus élevée qui permet de réduire la dimension du réseau d'alimentation.

Les métallisations du plan de masse ainsi que les toits des IFA sont des dépôts de cuivre de $35\mu m$ d'épaisseurs sur les faces supérieures des substrats.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

Des photographies d'un prototype réalisé sont présentées aux figures 4.13 et 4.14. La figure 4.14 montre le réseau d'alimentation situé sous le plan de masse de l'antenne. Celui-ci sera présenté de façon plus détaillée à la section 4.4.3.



FIG. 4.13.: Antenne M51 : Photo en perspective du prototype.



FIG. 4.14.: Photo de l'antenne M51. A gauche, le réseau d'alimentation placé sous la structure. A droite les toits des antennes IFA placés sur le dessus.

Nous présentons dans les sections suivantes les caractéristiques de la partie rayonnante de l'antenne puis le réseau d'alimentation et enfin nous exposerons les caractéristiques en adaptation d'impédance et en rayonnement mesurées sur le prototype réalisé en les comparant aux simulations.

4.4.2. La structure rayonnante

4.4.2.1. Enroulement des IFA élémentaires

L'intérêt de l'antenne M51 par rapport à la combinaison de 4 IFA dont elle est issue réside dans sa miniaturisation. Celle-ci est rendue possible par l'enroulement des antennes IFA autour du centre de la structure. Étant donné que notre objectif principal est de conserver des caractéristiques de rayonnement intéressantes par rapport à notre contexte d'application, il est nécessaire de s'assurer que le repliement des antennes IFA ne modifie pas celui-ci de façon négative.

Par l'utilisation de la routine décrite à la section B.1, une étude théorique est menée afin de comprendre l'influence de l'enroulement sur les caractéristiques de champ lointain, en particulier sur la directivité de couverture de l'antenne qui a été définie au chapitre 3, section 3.2.4.

Le modèle de distribution de courant issu de [57] est modifié afin de prendre en compte une IFA dont le toit est coudé en équerre. La figure 4.15 illustre ce nouveau modèle. Nous l'utilisons dans l'étude suivante.

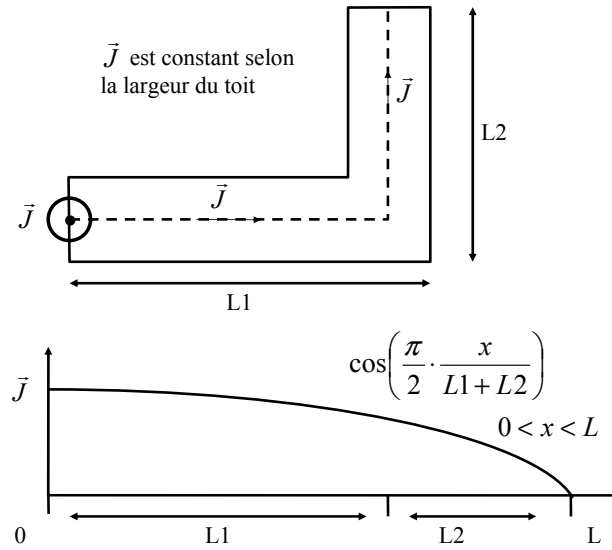


FIG. 4.15.: Modélisation de la distribution de courant sur une IFA coudée.

A partir de ce modèle de courant, six configurations représentant des enroulements croisés des IFA sont synthétisées. Les antennes sont alimentées avec des signaux d'égale amplitude et en quadrature de phase conformément à la conception prévue à la section 4.3.1. Les champs lointains de chaque configuration sont alors calculés.

Les diagrammes de directivité et de rapport axial sont illustrés pour quatre stades d'enroulements à la figure 4.16. On constate que les caractéristiques sont relativement peu perturbées par l'enroulement des IFA. Celui-ci présente surtout l'avantage de régulariser les diagrammes de rayonnement.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

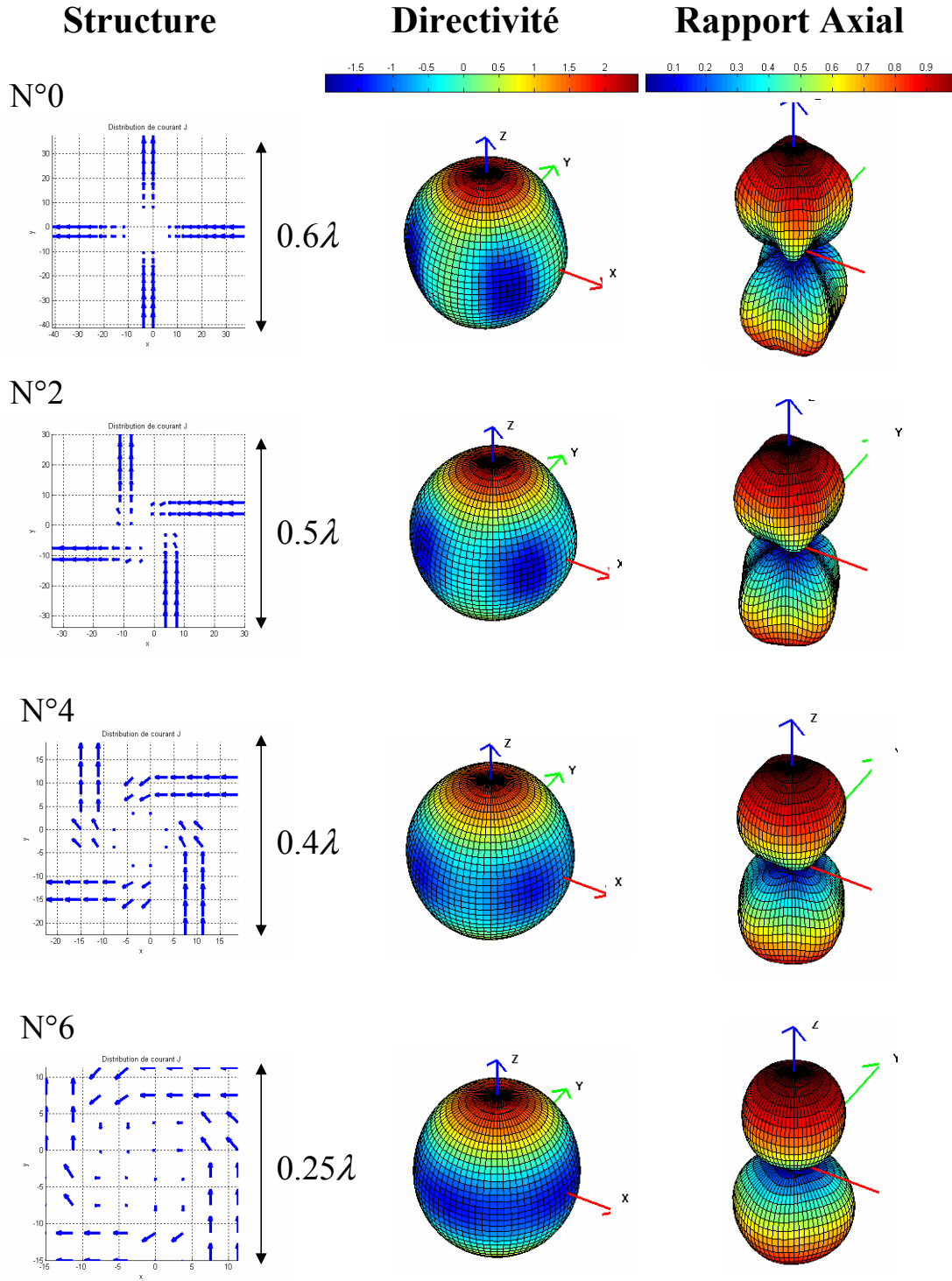


FIG. 4.16.: Influence de l'enroulement des IFA sur l'isotropie de rayonnement et sur le rapport axial. Quatre configurations sont représentées. L'enroulement augmente avec le numéro de la configuration.

La courbe 4.17 représente l'évolution de la directivité à 90% de couverture en fonction de l'enroulement des IFA. On constate que la couverture augmente avec l'enroulement des IFA. A titre de référence, les directivités de couverture pour des dipôles en croix de longueur demi-onde ainsi que pour des dipôles infiniment courts sont représentées. On constate que pour un enroulement maximum, la couverture des dipôles en croix infiniment courts est quasiment atteinte. Celle-ci constitue la limite théorique pour ce type de rayonnement. Cette courbe montre comment le critère de couverture mis au point au chapitre 3 peut se révéler tout à fait adapté en phase de conception pour l'optimisation de certains paramètres géométriques de la structure.

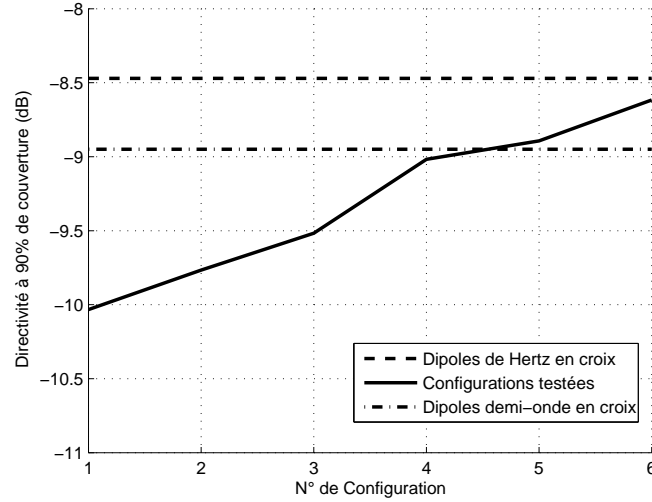


FIG. 4.17.: Évolution de la couverture en fonction de l'enroulement des IFA.

La courbe 4.18 représente l'évolution de l'écart minimum maximum de la directivité ainsi que la moyenne de rapport axial. L'isotropie en puissance ainsi que l'uniformité en polarisation circulaire s'améliore avec l'enroulement des IFA.

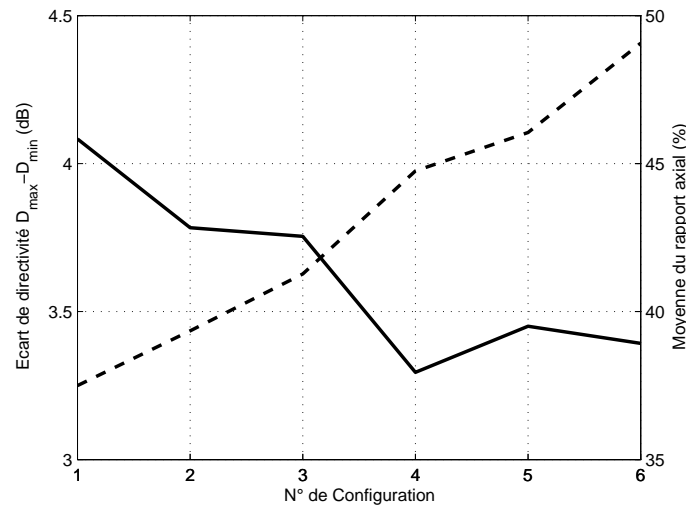


FIG. 4.18.: Écart de directivité (trait plein) et Moyenne du rapport axial (trait pointillé) en fonction de l'enroulement des IFA.

Cette étude confirme que la miniaturisation par enroulement des IFA ne modifie pas sensiblement l'allure du rayonnement et permet au contraire d'améliorer de plus de 2.5 dB la directivité à 90% de couverture de la structure.

4.4.2.2. Couplage entre les IFA élémentaires

La proximité des IFA élémentaires est responsable d'un niveau de couplage important entre éléments rayonnants. Nous avons vu à la section 4.3.3 que deux antennes IFA disposées perpendiculairement ou tête-bêche l'une par rapport à l'autre interagissent par couplage, ce qui provoque l'apparition d'une seconde résonance à une fréquence légèrement plus basse par rapport à la résonance naturelle de l'IFA isolée. Ce phénomène se retrouve logiquement sur la structure rayonnante de l'antenne M51.

Nous présentons à la figure 4.19 les résultats de couplage obtenues à partir de deux simulateurs électromagnétiques : Planar EM intégré à Ansoft Designer et CST Microwave Studio [54, 87]. Les paramètres S sont représentés en fonction de la fréquence. L'antenne étant symétrique par permutation circulaire des IFA, elle se trouve complètement caractérisée en impédance par trois coefficients seulement de la matrice S, à savoir S_{11} , S_{21} et S_{31} .

Les quatre antennes IFA sont destinées à être alimentées par un réseau de lignes micro-ruban adaptées en impédance à 50 Ω . Il est donc pertinent d'étudier les couplages à travers les paramètres S qui sont ici calculés pour une impédance de référence de 50 Ω . Plusieurs commentaires peuvent être fait suite à l'observation de la figure 4.19.

S_{11} : L'adaptation est obtenue pour 2.33 GHz ou 2.38 GHz selon le simulateur. Ce léger décalage sera retrouvé sur les courbes suivantes, il traduit de petite différence dans le paramétrage de la structure géométrique et peut également venir des différences entre les méthodes de calcul mises en oeuvre par les simulateurs. Planar EM [87] est un simulateur 2.5D, tandis que CST Microwave Studio [54] est un simulateur 3D. On observe néanmoins que les courbes sont très proches.

S_{21} : On observe un fort couplage de -7.2 dB lorsque le S_{11} est minimum (2.38 GHz). Ce couplage produit un effet négatif sur le fonctionnement de l'antenne puisqu'il provoque un retour de puissance dans le réseau et diminue donc d'autant la puissance rayonnée de l'antenne. Celle-ci a été optimisée de façon à minimiser ce couplage autant que possible en écartant les IFA. On retrouve ici le compromis classique entre la miniaturisation de la structure et son efficacité. Les deux simulations correspondent très bien dans la zone d'adaptation d'impédance.

S_{31} : Un fort couplage est également à noter. A la fréquence du minimum du S_{11} (2.38 GHz), le S_{31} est égal à -5.2 dB sur l'un des simulateurs et à -9.6 dB sur l'autre. La disposition des antennes IFA a été optimisée afin de réduire ce couplage, c'est la raison pour laquelle les extrémités des toits ne se rapprochent pas plus au centre de la structure. On note que le couplage est en opposition de phase à 2.35 GHz ce qui est en accord avec les conditions d'alimentation que l'on souhaite imposer à la structure.

4.4. L'antenne M51 à facteur de forme planeaire

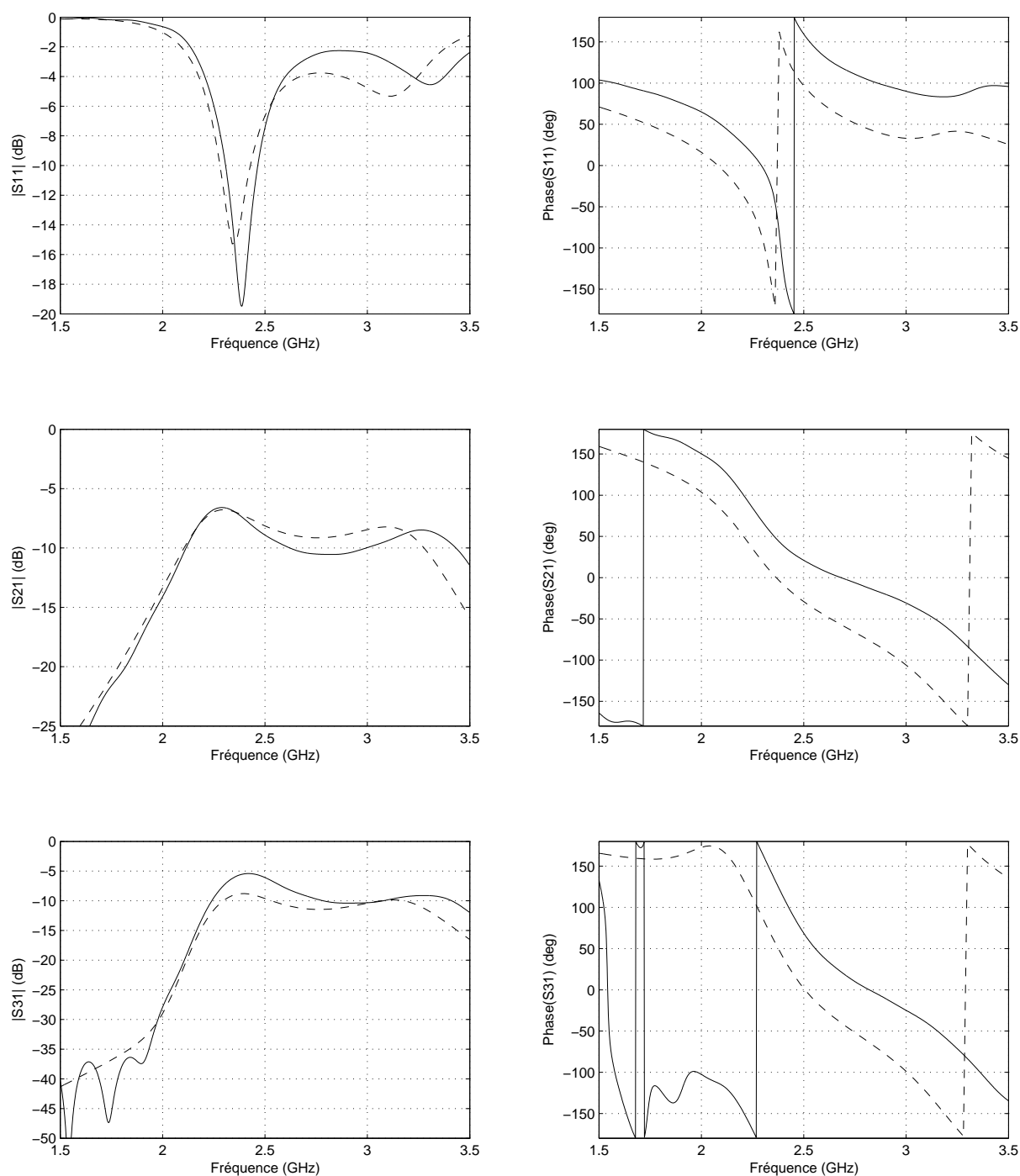


FIG. 4.19.: Paramètres S entre les ports de l'antenne M51 en fonction de la fréquence. A droite, l'amplitude. A gauche, la phase
 Trait plein : Simulation CST [54]. Trait pointillé : Simulation Planar EM [87].

Enfin, on note que les phases suivent parfaitement les mêmes tendances sur les deux simulations mais avec un décalage verticale notable. Ceci provient en réalité d'une différence dans le paramétrage des excitations sur les deux structures. La simulation 2.5D prend en compte les transitions entre les lignes d'alimentation micro rubans situées sous le plan de masse et les fils d'alimentation de la structure, tandis que la simulation 3D est réalisée en excitant directement les fils d'alimentations de la structure rayonnante. Il existe donc une différence de marche entre les deux simulations qui se traduit par un décalage de phase.

4.4.2.3. Pertes d'insertion dans la structure

Les forts couplages entre les IFA élémentaires, qui ont été mis en évidence à la section précédente, vont être responsables de pertes d'insertion importantes lorsque les IFA élémentaires sont associés en une structure unique. Le but de cette section est de quantifier la fraction de puissance totale qui est alors réfléchiée par la structure vers le dispositif d'alimentation et qui se trouve donc perdue du point de vue du rayonnement.

Les conventions utilisées pour l'étude de l'alimentation de la structure sont représentées sur la figure 4.20 . Selon le formalisme usuel de l'analyse de réseau par les paramètres S [88], on définit les a_i comme étant les amplitudes complexes des ondes entrantes sur chaque port i et les b_i comme les amplitudes complexe des ondes sortantes sur chaque port i .

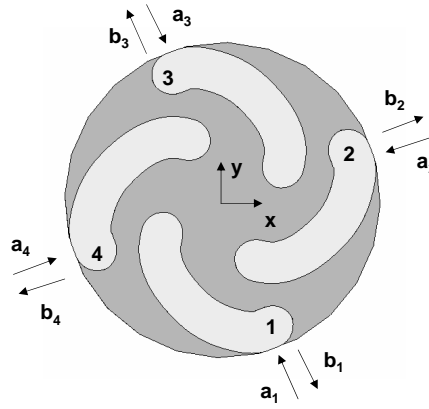


FIG. 4.20.: Schéma d'étude des pertes d'insertions dans la structure.

Le coefficient de pertes d'insertion sur un port i donné est défini comme étant le rapport de l'onde réfléchiée sur l'onde entrante [35, 88] :

$$\Gamma_i = \frac{b_i}{a_i} \quad (4.1)$$

On peut de la même façon définir le coefficient des pertes d'insertion totales de l'antenne comme étant la racine carrée du rapport entre la puissance totale sortante sur la puissance

totale entrante dans la structure, c'est à dire :

$$\Gamma_T = \sqrt{\frac{\sum |b_i|^2}{\sum |a_i|^2}} \quad (4.2)$$

La quantité $1 - |\Gamma_T|^2$ permet d'évaluer la fraction de puissance effectivement acceptée par la structure par rapport à la puissance totale fournie sur l'ensemble de ces ports.

Nous calculons ci-dessous analytiquement l'expression de Γ_T en fonction des paramètres S caractérisant la structure. Ceux-ci ont été donnés et discutés à la section 4.4.2.2. Comme nous allons le constater ci-dessous, le coefficient Γ_T n'est pas une grandeur caractéristique de la structure, il dépend des conditions d'alimentations imposées aux ports de chaque IFA en terme d'ondes entrantes a_i . Le calcul de Γ_T est réalisé dans deux cas typiques d'alimentation de la structure :

1. Seule une IFA est alimentée, les 3 autres étant chargées à 50Ω .
2. Les quatre IFA sont alimentées simultanément avec une amplitude égale et en quadrature de phase, selon les besoins qui ont été déterminés à la section 4.3.1.

Cas où seule une IFA est alimentée, les 3 autres étant chargées à 50Ω . Dans cette configuration d'alimentation, on suppose que le port de l'IFA N°1 est le seul port alimenté, les autres étant chargés à 50Ω . Ce cas d'alimentation est schématisé à la figure 4.21.

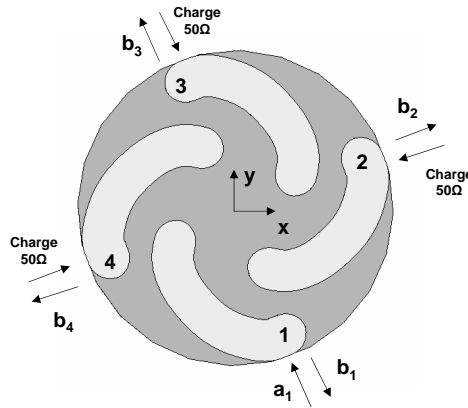


FIG. 4.21.: Une IFA est alimentée, les 3 autres sont chargées à 50Ω

Puisque $a_2 = a_3 = a_4 = 0$, on obtient :

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11} \cdot a_1 \\ b_2 &= S_{21} \cdot a_1 \\ b_3 &= S_{31} \cdot a_1 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Par symétrie de la structure, on a $S_{41} = S_{21}$, il vient donc :

4. Conception et réalisation de structures isotropes

$$b_4 = S_{41} \cdot a_1 = S_{21} \cdot a_1 \quad (4.4)$$

On peut écrire la somme des ondes réfléchies en fonction des paramètres S par :

$$\sum |b_i|^2 = [|S_{11}|^2 + 2|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2] \cdot |a_i|^2 \quad (4.5)$$

Le coefficient de réflexion totale tel que défini à l'équation (4.2) s'exprime alors en fonction des paramètres S de la structure par :

$$|\Gamma_{T,IFA}|^2 = |S_{11}|^2 + 2|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 \quad (4.6)$$

L'expression de $\Gamma_{T,IFA}$ est tracée sur la figure 4.23 en fonction de la fréquence d'après les paramètres S issues de la simulation PlanarEM et présentés à la figure 4.19.

Cas où les 4 IFA élémentaires sont alimentée en quadrature de phase. Dans cette configuration d'alimentation, les quatres IFA sont alimentées avec une amplitude égale et en quadrature de phase. Ce cas est schématisé à la figure 4.22.

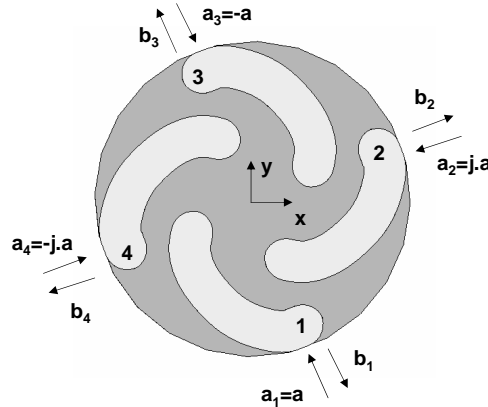


FIG. 4.22.: Les quatres IFA sont alimentées en amplitude égale et en quadrature de phase.

On calcule comme précédemment les amplitudes complexes b_i des ondes sortantes sur chacun des ports en fonction des paramètres S :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 + S_{13}a_3 + S_{14}a_4 \quad (4.7)$$

Or par symétrie de la structure, on a $S_{14} = S_{12}$. De plus, en raison des conditions d'alimentation imposées, $a_2 = -a_4$

Il vient donc :

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}(a_2 + a_4) + S_{13}a_3 = S_{11}a_1 + S_{13}a_3 \quad (4.8)$$

Il est intéressant de constater qu'en raison de la symétrie de la structure et de la symétrie de l'alimentation imposée, le terme de couplage entre IFA adjacentes S_{12} disparaît.

De plus, également en raison des conditions d'alimentation imposées, $a_1 = -a_3$, d'où :

$$b_1 = (S_{11} - S_{13}) \cdot a_1 \quad (4.9)$$

En vertu du principe de réciprocité :

$$b_1 = (S_{11} - S_{31}) \cdot a_1 \quad (4.10)$$

Par symétrie de la structure, on a les égalités :

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} \\ S_{21} &= S_{32} = S_{43} = S_{14} \\ S_{31} &= S_{42} \end{aligned} \quad (4.11)$$

En raison du principe de réciprocité, on a également :

$$S_{ij} = S_{ji} \quad (4.12)$$

Par un raisonnement strictement équivalent à celui mené de 4.7 à 4.10, en utilisant les symétries 4.11 et 4.12, on obtient pour les trois autres accès :

$$\begin{aligned} b_2 &= (S_{11} - S_{31}) \cdot a_2 \\ b_3 &= (S_{11} - S_{31}) \cdot a_3 \\ b_4 &= (S_{11} - S_{31}) \cdot a_4 \end{aligned} \quad (4.13)$$

Finalement la somme quadratique des b_i s'exprime par :

$$\sum |b_i|^2 = |S_{11} - S_{31}|^2 \cdot \sum |a_i|^2 \quad (4.14)$$

Le coefficient de réflexion total, tel que défini à l'équation 4.2, s'exprime alors en fonction des paramètres S de la structure par :

$$|\Gamma_{T,4IFA}|^2 = |S_{11} - S_{31}|^2 \quad (4.15)$$

L'expression de $|\Gamma_{T,4IFA}|$ est tracée sur la figure 4.23 en fonction de la fréquence et permet de la comparer à $|\Gamma_{T,1IFA}|$.

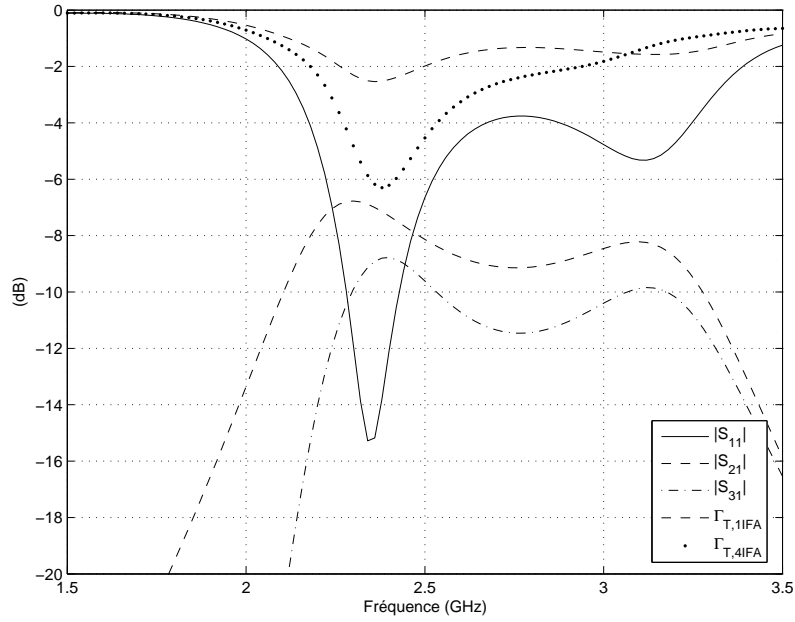


FIG. 4.23.: Paramètres S et pertes d'insertion totales selon les expressions (4.21) et (4.22) (d'après simulation PlanarEM).

La figure 4.23 illustre les performances optimales théoriques qu'il est possible d'atteindre en terme de coefficient de réflexion totale lorsque les conditions d'alimentation sont idéales. Dans le cas où les 4 IFA sont alimentées en quadrature de phase et en amplitude égale, un coefficient de réflexion totale de -6.3 dB peut être obtenu, ce qui correspond à 76% de la puissance acceptée par l'antenne. Le but de la section suivante sera la conception d'un réseau d'alimentation permettant de s'approcher au mieux de cette limite théorique.

Il est intéressant de constater que dans le cas où seule une IFA est alimentée, le coefficient de réflexion totale minimum est de -2.3 dB, ceci représente 41% de puissance acceptée par l'antenne, et ne correspond qu'à environ la moitié de ce qu'il est possible d'obtenir avec une alimentation des quatre IFA en amplitude égale et quadrature de phase, comme montré ci-dessus.

Il est toutefois important de souligner que les caractéristiques intrinsèques de la structure rayonnante proposée ne permettent pas, dans ces conditions d'alimentation tout au moins, d'atteindre une réflexion totale inférieure à -10 dB comme il est usuellement recherché en terme d'adaptation d'impédance d'antenne. Il serait pour cela nécessaire de diminuer le couplage S_{31} entre IFA opposées, ce qui ne semble pas évident sans augmenter la taille de l'antenne. Les pertes d'insertion totales qu'il est possible d'atteindre sont un compromis avec la taille de l'antenne, on retrouve ici un comportement classique des antennes miniatures.

4.4.2.4. Cartes de champ

Afin de localiser les résonances et les effets du couplage mis en évidence grâce aux courbes d'impédances et de paramètre S présentées ci-dessus, on présente des cartes du champ

électrique dans la structure à la fréquence du minimum du paramètre S_{11} , c'est à dire 2.38 GHz.

La figure 4.24 présentent l'amplitude du champ entre le plan de masse et les toits dans la direction normale au plan de l'antenne. Il s'agit de la direction dans laquelle s'établit typiquement le champ électrique dans une antenne IFA. Sur la figure 4.24a, seule une antenne IFA est alimentée (IFA N°1), les trois autres étant chargées à 50Ω . Sur la figure 4.24b, les quatre IFA sont alimentées avec une amplitude égale et un déphasage en quadrature de phase conformément aux conditions envisagées à la section 4.3.1.

Il est à noter que seul le module du champ est représenté, il n'est donc pas possible d'observer ici le décalage temporel entre les excitations des IFA successives induit par le déphasage de l'alimentation.

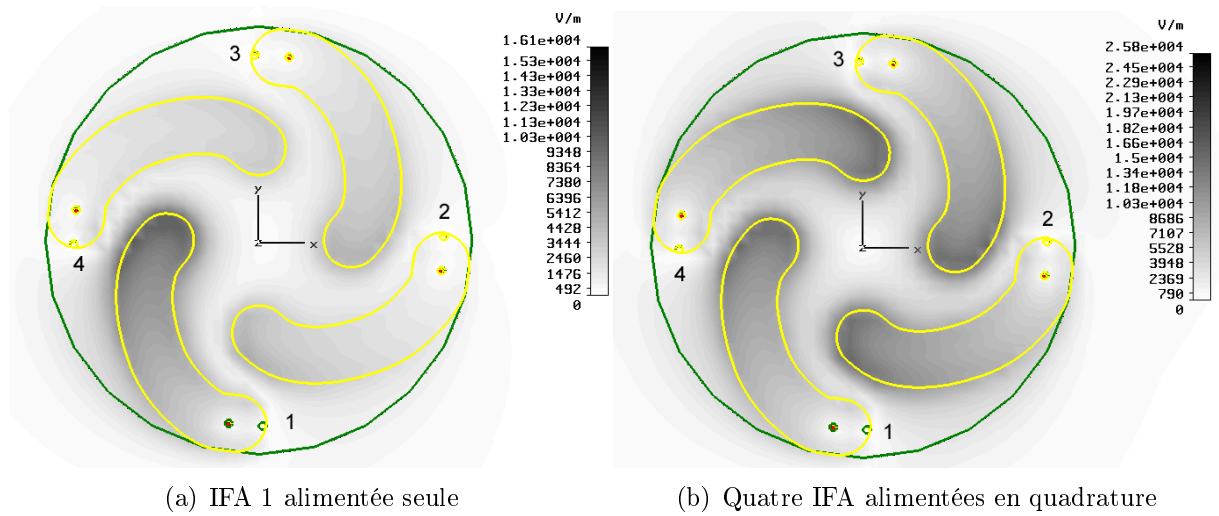


FIG. 4.24.: Composante normale (O_z) du champ électrique dans le plan du substrat supérieur sous les toits des IFA.

Les échelles sont linéaires. On reconnaît le mode de résonance quart d'onde caractéristique des antennes IFA tel que le champ électrique normal soit maximal à l'extrémité du toit de l'IFA [57].

Lorsque l'IFA 1 est alimentée seule (figure 4.24), on observe que les 3 autres sont excitées par couplage capacitif. Les espaces entre IFA adjacentes ont un effet capacitif, ce qui explique les pics négatifs sur les parties imaginaires des impédances Z_{21} et Z_{31} de la figure 4.19. Cet effet est responsable du déphasage observées entre les paramètres S_{21} et S_{31} .

Lorsque les quatre IFA sont alimentées en amplitude égale et quadrature de phase, le champ électrique normal est symétrique sur chaque IFA. Cette distribution de champ en quadrature est responsable de l'uniformité du rayonnement dans le plan horizontal (XOY) de l'antenne et de son rayonnement en polarisation circulaire dans les directions normales (YOZ).

4.4.3. Le réseau d'alimentation

Afin de produire un rayonnement isotrope en puissance, les quatre IFA élémentaires nécessitent une alimentation par un signal RF respectant des contraintes précises en termes d'amplitude et de phase.

Il est donc nécessaire de concevoir un circuit d'alimentation dont le rôle sera de diviser et de distribuer le signal injecté en entrée vers les sondes d'alimentation des antennes IFA avec les amplitudes et les phases requises.

Ce circuit doit satisfaire les contraintes fonctionnelles suivantes :

- Le signal d'entrée est divisé en 4 signaux de sortie destinés à alimenter les 4 IFA élémentaires.
- L'impédance d'entrée est de 50Ω .
- Les sorties doivent être précisément localisées aux positions des sondes d'alimentation des IFA. (Voir figure D.1).
- Les impédances des ports de sortie du réseau sont adaptées aux impédances d'entrée des IFA élémentaires.
- Les amplitudes sont égales pour tous les signaux de sortie au niveau des points d'alimentations.
- Les signaux d'alimentation entre deux IFA consécutives lors d'une rotation autour du centre de symétrie de la structure sont déphasés de 90° .

L'annexe D présente de manière plus détaillée les choix de conception concernant ce type de réseau d'alimentation ainsi que les topologies de réseaux envisageables.

Deux types de réseau ont été conçus et réalisés pour l'antenne M51. La contrainte de miniaturisation a été primordiale dans leur conception. Ces réseaux sont présentés ci-dessous avec des résultats de simulation et de mesure.

4.4.3.1. Réseau linéaire

Un premier réseau d'alimentation a été réalisé selon une topologie série (Voir annexe B). Une photo de celui-ci est présentée à la figure 4.25. Le substrat choisi est de type FR-4 de constante diélectrique $\epsilon_r = 4.4$. Le réseau est réalisé par des lignes micro-ruban sur la face du substrat opposée au plan de masse de la partie rayonnante de l'antenne. Celui-ci a été conçu et optimisé avec un logiciel de conception de circuit radio-fréquence commercial [89].

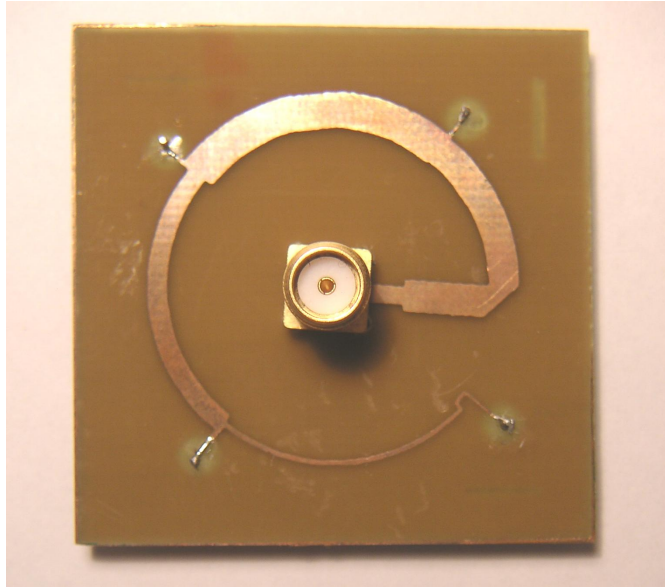


FIG. 4.25.: Photo du réseau d'alimentation série utilisant quatre tronçons de ligne micro-ruban quart d'onde

Le réseau série est réalisé en arc de cercle afin de se conformer dans l'espace disponible sous l'antenne et afin de distribuer le signal RF avec la phase requise aux points imposés par les positions des antennes IFA. Les déphasages sont introduits par les longueurs de ligne entre chaque sortie. Les impédances sont adaptées le long du réseau en utilisant le principe du transformateur quart d'onde. Le principe de fonctionnement de ce type de réseau est donc intrinsèquement à bande étroite.

La ligne d'entrée présente une impédance de $50\ \Omega$. Elle attaque un transformateur quart d'onde pour abaisser l'impédance à $25\ \Omega$. Immédiatement derrière celui-ci, on trouve une première sortie à $100\ \Omega$, le tronçon suivant est un quart d'onde à $33\ \Omega$. Puis la 2e sortie suivie d'un nouveau tronçon quart d'onde à $50\ \Omega$. Celui-ci se divise finalement en une sortie à $100\ \Omega$ d'une part et dernier tronçon quart d'onde qui se termine par la 4e sortie. Le masque du réseau est présenté à la figure 4.26.

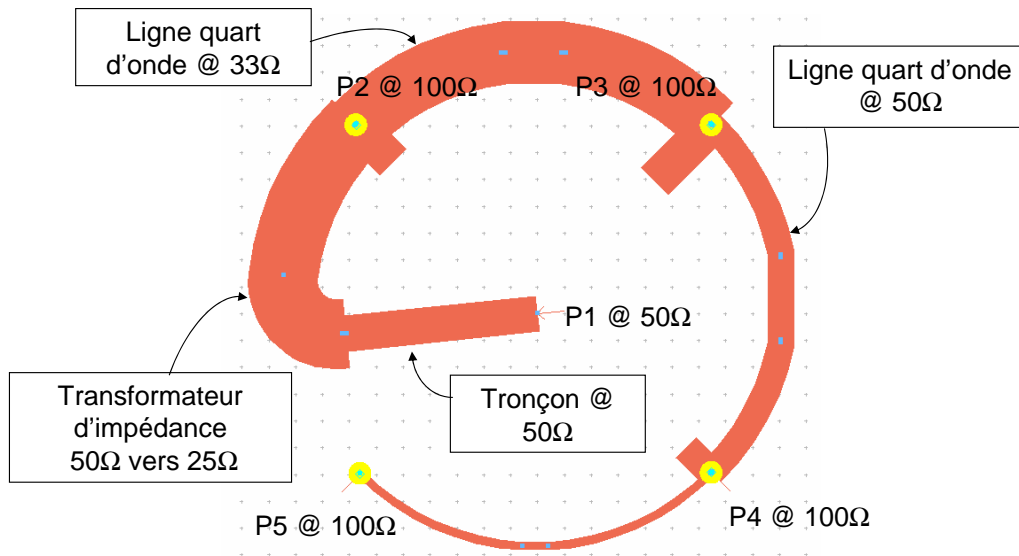


FIG. 4.26.: Masque du réseau d'alimentation série basé sur des tronçons de ligne micro-ruban quart d'onde. La conception est réalisée sur un logiciel de conception RF commercial [89].

A partir de la conception initiale, une optimisation des largeurs et longueurs de lignes est menée en prenant en compte l'influence de la structure rayonnante sur le réseau via sa matrice de paramètres S issue d'une simulation électromagnétique. Le principe de cette co-simulation est expliqué à l'annexe D.

Ce type de réseau, s'il fonctionne correctement lorsque ses sorties sont adaptées à $50\ \Omega$, est en revanche particulièrement sensible à une désadaptation de charge de l'une de ses sorties ainsi qu'aux phénomènes de couplage de la structure. Son optimisation est donc très délicate pour une utilisation avec la structure rayonnante telle que ci-dessus. Ce sont les raisons pour lesquelles ce type de réseau a été abandonné au profit d'une topologie à base de coupleur hybride.

4.4.3.2. Réseau à base de coupleur hybride

Le second réseau est conçu afin de résoudre les problèmes précédents. Celui-ci est conçu en lignes microrubans sur substrat Arlon AR1000 à faible pertes dont la constante diélectrique $\epsilon_r = 10$ permet de miniaturiser la taille du circuit. Il s'agit d'une topologie en arbre à deux niveaux cascadant trois coupleurs hybrides miniatures. Les coupleurs hybrides choisis sont des composants discrets commerciaux [90] spécifiés entre 1.7 et 2.7 GHz de dimension 3.2mm x 1.6mm. Ils sont réalisés par technologie LTCC sur substrat céramique à haute permittivité, ce qui permet d'atteindre une miniaturisation poussée. Des photographies du réseau sont présentées à la figure 4.27.

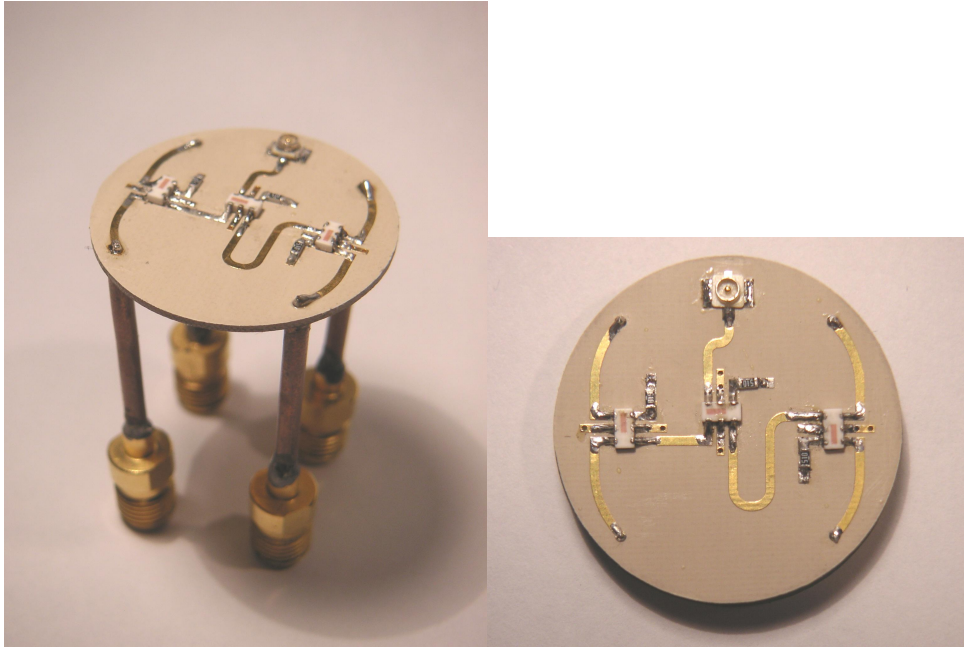


FIG. 4.27.: Photo du réseau d'alimentation utilisant trois coupleurs hybrides. A droite, version de test montée sur connecteurs coaxiaux de type SMA. A gauche, vue de dessus du réseau.

L'entrée du réseau attaque un premier coupleur qui divise le signal d'entrée en deux signaux en quadrature. Ceux-ci attaquent chacun un second coupleur hybride. L'un des deux passe par un tronçon de ligne quart d'onde qui le déphase de 90° . Au final, chaque sortie est en quadrature par rapport à la précédente. Chaque coupleur hybride possède une résistance d'isolation (composant CMS). Lorsque les sorties sont correctement adaptées, elles n'absorbent pas de puissance. Les sorties sont terminées par quatre vias de 0.5 mm de diamètre destinés à recevoir les sondes d'alimentation des IFA élémentaires de la structure rayonnante. L'alimentation se fait par un connecteur coaxial de type U-fl monté en surface.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

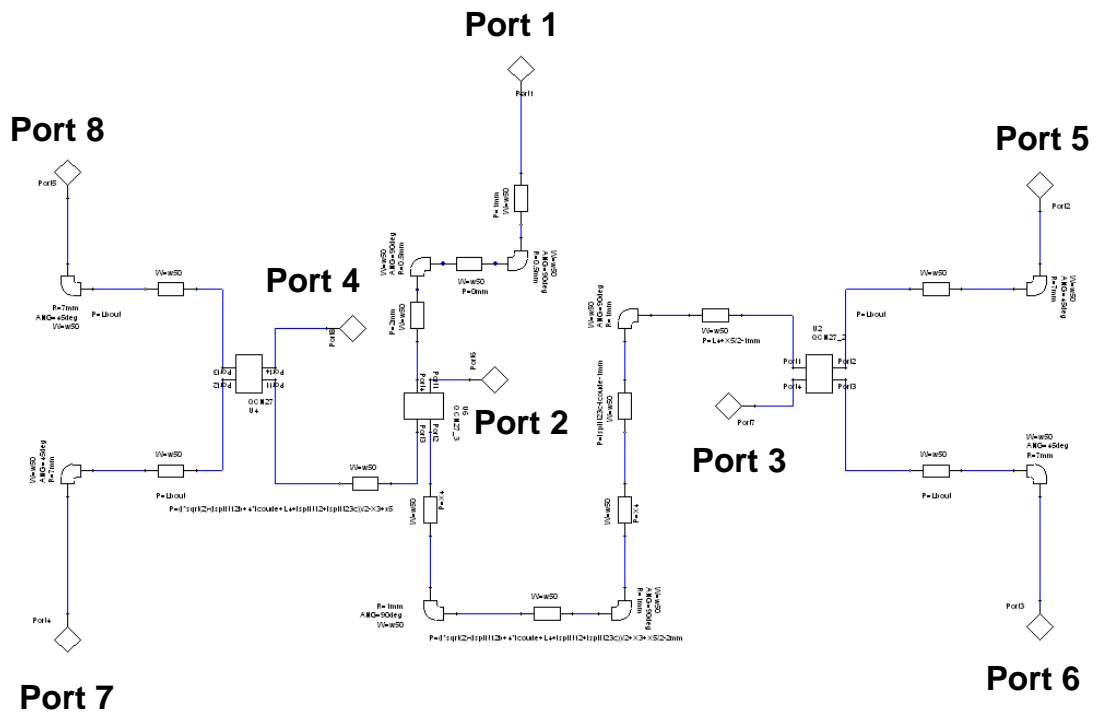


FIG. 4.28.: Schéma de conception du réseau d'alimentation [87]

La conception est réalisée sur le logiciel de conception de circuit Ansoft Designer [87]. Une vue schématique de la conception est présentée à la figure 4.28. La figure 4.29 illustre le masque généré par le logiciel de conception et utilisé pour la réalisation du circuit imprimé.

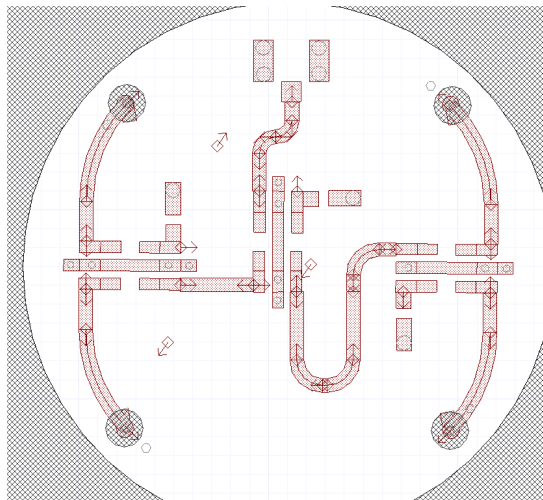


FIG. 4.29.: Masque de conception du réseau d'alimentation [87]

Optimisation des longueurs de ligne par simulation conjointe avec la structure rayonnante Le réseau d'alimentation est optimisé en simulation en interfaçant ses sorties sur un bloc modélisant la structure rayonnante via sa matrice de paramètres S comme illustré sur la figure 4.30. La matrice de paramètre S provient de la simulation Planar EM [87] présentée à la section 4.4.2.2. Les coupleurs hybrides sont modélisés par une matrice de paramètre S qui est issue d'une mesure réelle du composant [90] grâce à un analyseur vectoriel.

Dans ces conditions, diverses dimensions du circuit ont pu être optimisées afin d'obtenir des sorties en quadrature de phase et d'amplitude égale. Nous présentons ci-dessous les différentes caractéristiques du réseau obtenues en simulation.

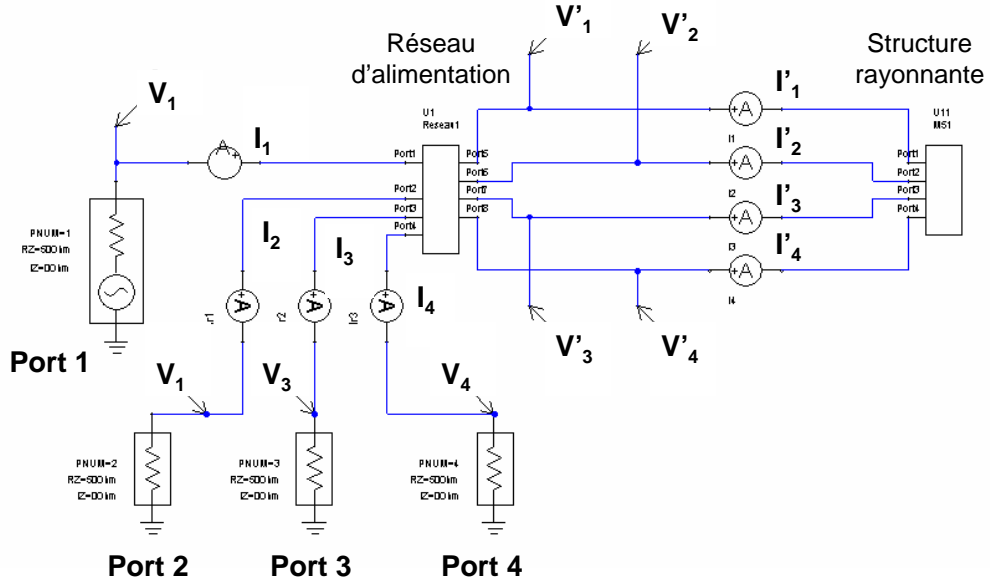


FIG. 4.30.: Simulation conjointe du réseau d'alimentation et de la structure rayonnante [87]. I_i sont les courants vers le réseau d'alimentation. I'_i sont les courants vers l'antenne. V_i et V'_i sont les tensions.

Sur la vue schématique du circuit, des sondes de tension et de courant sont placées entre le circuit d'alimentation et l'antenne, ce qui permet d'avoir accès aux paramètres S vus aux ports de l'antenne par rapport à l'impédance du circuit d'alimentation.

Dans la suite de l'étude, V_i et I_i désignent respectivement les tensions et courant aux port du réseau d'alimentation dans la convention de celui-ci, tandis que V'_i et I'_i désignent les tensions et courants aux port de la structure rayonnante dans la convention de celle-ci. Concernant le réseau d'alimentation, 1 étant le port d'entrée, 2 à 4 sont les trois résistances des coupleurs hybrides et les ports 5 à 8 sont les sorties vers la structure rayonnante.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

L'amplitude de l'onde progressive allant du réseau vers l'antenne au port i de l'antenne s'exprime, vue dans la convention de l'antenne par [88] :

$$a'_i = \frac{V'_i + Z_0 I'_i}{2\sqrt{Z_0}}$$

V'_i et I'_i sont les tensions et courants au port i (Voir figure 4.30) et Z_0 est l'impédance caractéristique de la ligne et vaut 50Ω dans notre cas..

L'amplitude de l'onde régressive allant de l'antenne vers le réseau s'exprime quant à elle par :

$$b'_i = \frac{V'_i - Z_0 I'_i}{2\sqrt{Z_0}}$$

Finalement, on calcule les S'_{ij} aux ports de l'antenne par :

$$S'_{ij} = \frac{b'_i}{a'_j}$$

La figure 4.31 montre les différences de phase entre les ports successifs de l'antenne, qui ont pu être obtenues à l'issue de l'optimisation. La quadrature de phase est obtenue entre 2.4 et 2.6 GHz à $\pm 7^\circ$ et à 2.5 GHz à $\pm 2.5^\circ$.

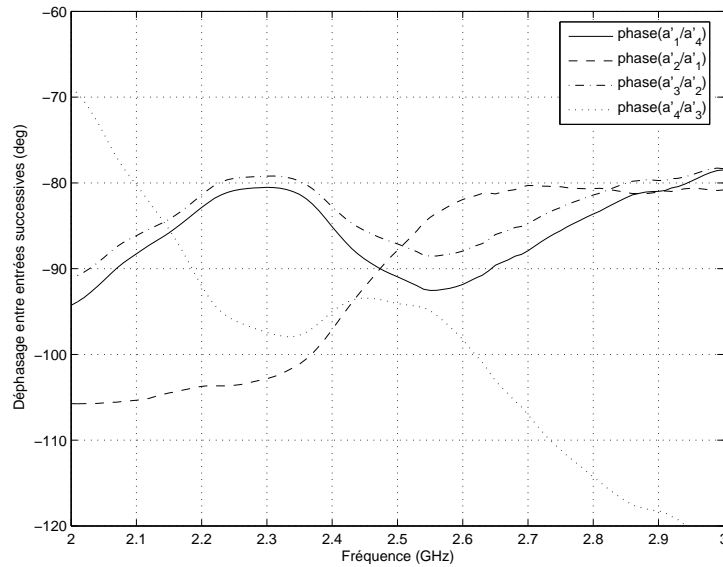


FIG. 4.31.: Différences de phase entre les ports successifs de la structure rayonnante calculées sur les ondes entrantes.

La figure 4.32 présente l'amplitude des ondes entrantes dans la structure rayonnante par rapport à l'amplitude acceptée par le réseau. A 2.45 GHz, celles-ci sont sensiblement égales et sont comprises entre -6 dB et -7 dB.

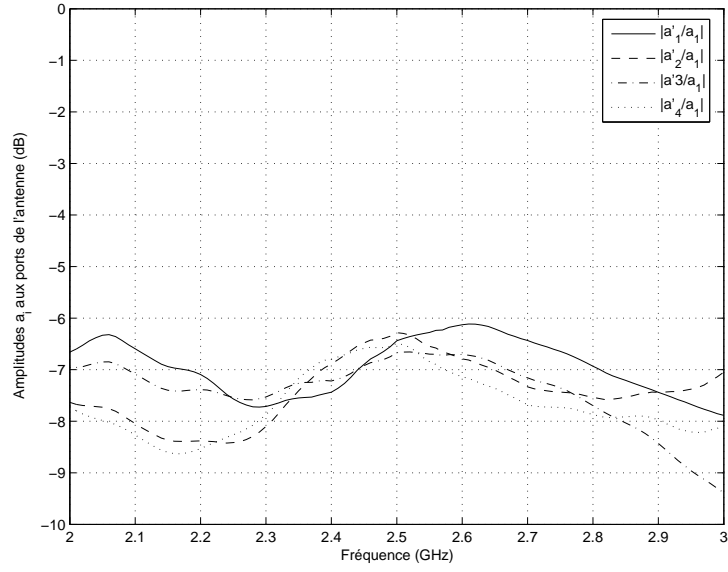


FIG. 4.32.: Amplitudes aux ports de la structure rayonnante calculées sur les ondes entrantes.

Adaptation d'impédance entre la structure rayonnante et le réseau d'alimentation

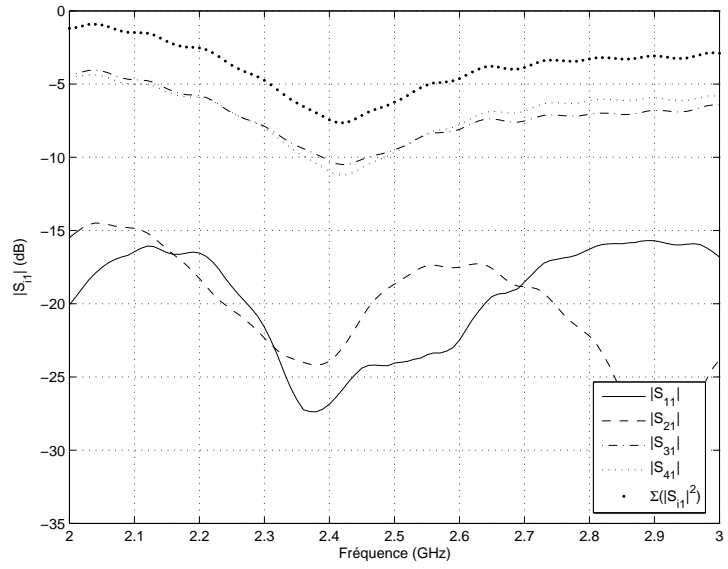


FIG. 4.33.: Paramètres S_{i1} représentant la puissance perdue par reflexion à l'entrée (S_{11}) ainsi que par transmission dans les trois résistances du réseau d'alimentation (S_{21} à S_{41}) .

4. Conception et réalisation de structures isotropes

Sur la figure 4.33, on représente les paramètres S_{i1} du réseau qui illustrent les pertes de désadaptation à l'entrée (S_{11}) ainsi que les pertes transmises dans les résistances d'isolation des coupleurs (S_{21} à S_{41}). Du fait de la présence de résistances sur le circuit, la seule étude du paramètre S_{11} ne constitue pas une bonne méthode afin de caractériser la bande passante de l'antenne, car ces pertes internes sont alors prises en compte. Nous tenterons ultérieurement de caractériser la bande passante par l'efficacité totale de l'antenne.

Une étude de la figure 4.33 montre que l'antenne présente des pertes importantes dans les résistances d'isolations des coupleurs hybrides, en particulier pour les deux résistances correspondants aux coupleurs d'extrémité du réseau connectés à l'antenne. Ces pertes sont directement liées aux couplages de retour entre les IFA.

Les pertes d'insertion globales peuvent être quantifier en calculant le coefficient de réflexion total défini par l'expression (4.2). Afin de caractériser globalement le bloc {réseau d'alimentation + structure rayonnante}, on l'applique aux ports 1 à 4 du réseau d'alimentation lorsque l'antenne est connectée aux ports 5 à 8 comme illustré sur la figure 4.30. Seul le port 1 est alimenté, celui-ci s'exprime donc par :

$$\Gamma_{T,res} = \frac{\sum_i |b_i|^2}{|a_1|^2} = \sum_i |S_{i1}|^2$$

L'étude de $\sum_i |S_{i1}|^2$ montre que l'antenne atteint au mieux -7.5 dB en terme de pertes de réflexions totales. Bien que l'on n'atteigne pas les -10 dB d'adaptation constituant le critère usuel, ceci peut être considéré comme acceptable pour une antenne de petite dimension présentant des caractéristiques de rayonnement spécifiques. L'amélioration de ces performances nécessiterait une diminution du couplage entre les IFA, ce qui est possible en augmentation de la taille de la structure. Ce résultat est à rapprocher de ceux de la figure 4.23 où un coefficient de réflexion total optimal théorique de -6.3 dB était avancé. L'écart de -1.2 dB entre théorie et simulation mis en évidence ici, s'explique par de faibles pertes dans le réseau de l'ordre de 5%.

Mesure et validation du réseau d'alimentation en l'absence de la structure rayonnante À l'issue de la phase de conception du réseau dont les caractéristiques ont été présentées ci-dessus, un prototype du réseau est réalisé. Avant de l'assembler à la structure rayonnante, il est nécessaire de valider son fonctionnement seul. Une simulation du réseau, fonctionnant indépendamment de l'antenne, c'est à dire adapté 50Ω à tous ses ports est donc réalisée. Parallèlement, le prototype est équipé de connecteurs coaxiaux de type SMA sur chacun de ses ports comme illustré à la figure 4.27 (photo de gauche). Il est ensuite testé sur un analyseur vectoriel.

La figure 4.34 présente une comparaison des caractéristiques du réseau mesuré selon le dispositif illustré à la figure 4.27. Les conventions de notations utilisées sont les mêmes que sur la figure (4.30), le bloc représentant la structure rayonnante est, par contre, remplacé par des port de test 50Ω . Les coefficients a'_i représentent donc les ondes transmises aux ports de test par les ports 5 à 8 du réseau. On peut constater que les objectifs sur les amplitudes et les phases sur les ports de sorties sont atteints. Les pertes de retour sur chaque port sont très faibles. Le fonctionnement du réseau est ainsi parfaitement validé.

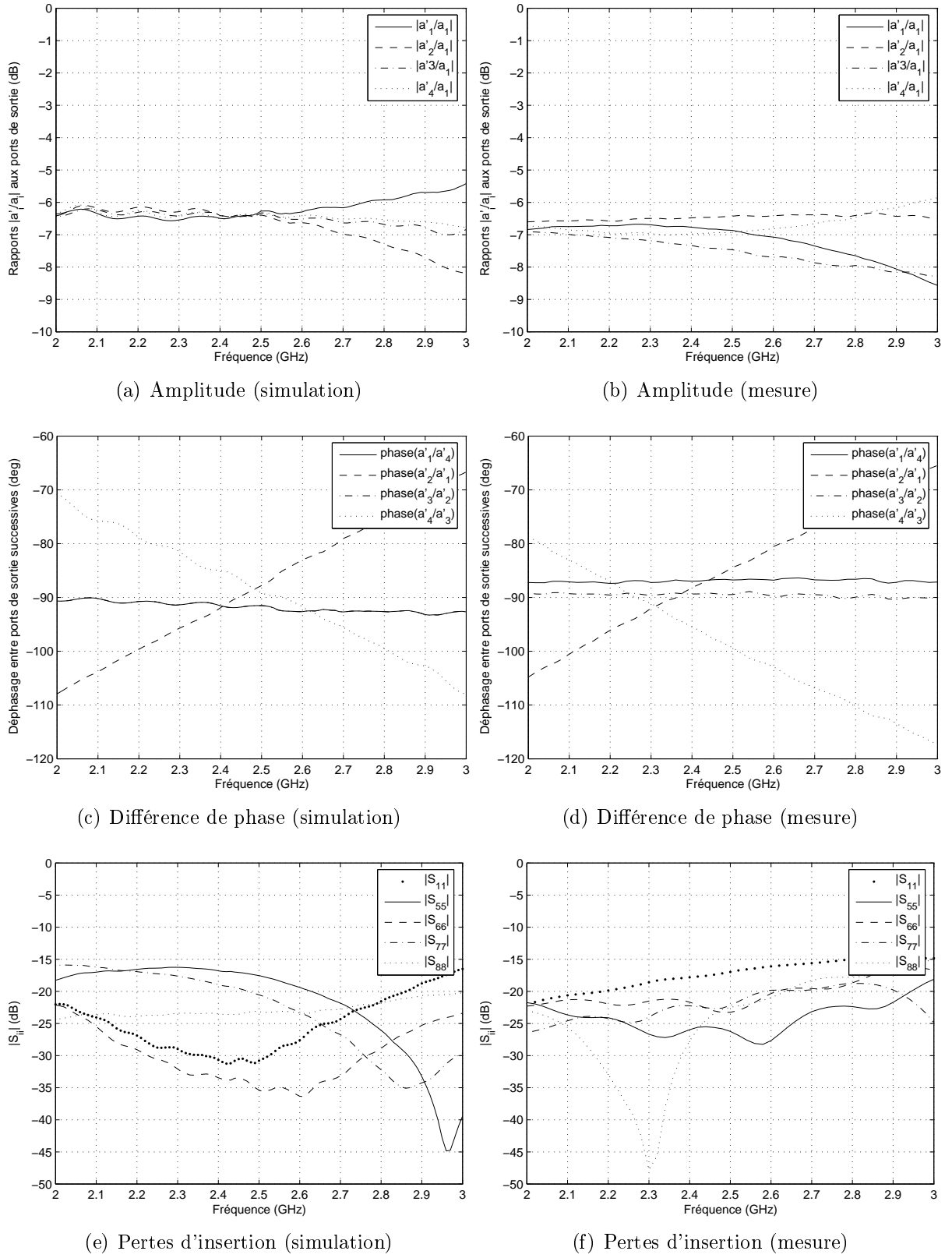


FIG. 4.34.: Simulation et mesure du réseau d'alimentation seul caractérisé selon le montage illustré à la figure 4.27. Les conventions de notations correspondent à la figure (4.30).

Les objectifs de conception de ce réseau sont atteints du point de vue des contraintes RF comme des contraintes géométriques.

4.4.4. Le prototype

La partie rayonnante ayant été présentée d'une part et le réseau d'alimentation d'autre part, le prototype complet de l'antenne est maintenant constitué par l'assemblage des deux éléments. Celle-ci est soudée sur le plan de masse du substrat inférieur de l'autre côté du réseau d'alimentation. Les fils de masse sont soudés sur le plan de masse et les fils d'alimentation traversent le substrat par des vias et se connectent aux extrémités des lignes micro ruban issues des deux coupleurs hybrides extérieurs.

4.4.4.1. Adaptation en impédance

L'adaptation d'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence est présentée à la figure 4.35. Comme évoqué précédemment, le paramètre S_{11} se suffit pas pour caractériser la bande passante de l'antenne puisqu'une partie de la puissance non acceptée par la partie rayonnante revient dans le réseau d'alimentation en raison des couplages entre les IFA élémentaires et se dissipe dans les résistances d'isolation des coupleurs. Il est cependant intéressant de constater que du point de vue d'un dispositif extérieur l'antenne est adaptée en dessous de -10 dB sur toute la bande de test de 2 GHz à 3 GHz.

Le niveau moyen de la mesure est retrouvé en simulation, autour de -20 dB, cependant des oscillations importantes sont observées en mesure et ne sont pas retrouvées en simulation. Il s'agit en tout état de cause de phénomènes non prédominants sur cette caractéristique puisqu'ils se situent en dessous de -20 dB. Cependant ceci peut être caractéristique de petits défauts de réalisation conduisant à de légères ruptures d'impédances, notamment la position et la soudure des fils des IFA élémentaires et le positionnement du toit de l'antenne par rapport au plan de masse qui constitue des opérations délicates à la réalisation de l'antenne et ont une influence directe sur le fonctionnement de celle-ci.

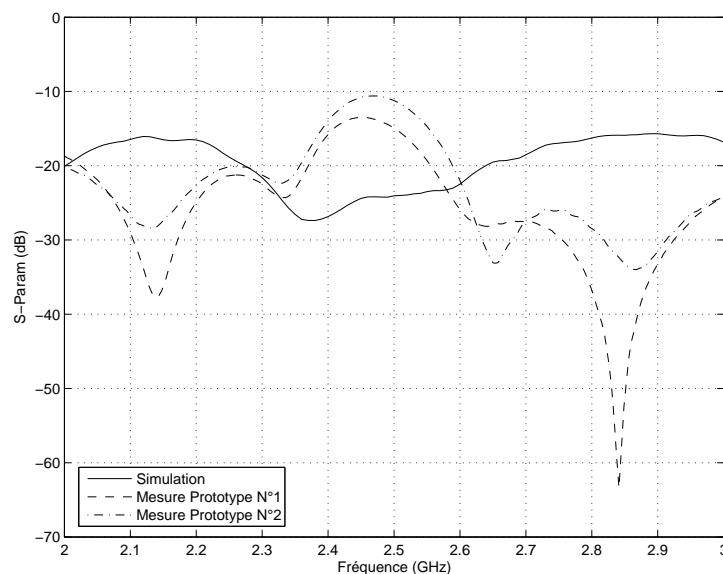


FIG. 4.35.: Adaptation d'impédance de l'antenne (S_{11})

4.4.4.2. Rayonnement

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne sont mesurées en chambre anéchoïde grâce à un analyseur de réseau (Anritsu 3736C) en transmission. Ceci permet de récupérer l'amplitude et la phase du champ rayonné dans une direction donnée. Le dispositif de mesure est calibré par l'utilisation d'une antenne de référence (Cornet ETS-Lindgren EMCO 3115) afin d'obtenir des mesures absolues du gain de l'antenne.

Deux séries de mesure du champ lointain de ce prototype ont été réalisées :

1. Une première série de mesures est réalisée pour sept fréquences de 2.2 GHz à 2.7 GHz par pas de 0.1 GHz dans deux plans de coupe verticaux et horizontaux par rapport au plan de l'antenne. Ceci afin de déterminer la fréquence du maximum de transmission étant donné que le S_{11} ne permet pas de répondre à cette question.
2. Une deuxième série de trois mesures est réalisée aux fréquences 2.4 GHz, 2.5 GHz et 2.6 GHz pour tous les plans de coupe verticaux par rapport au plan de l'antenne par pas de 10 degrés. Le diagramme de directivité en trois dimensions peut être complètement reconstruit, de plus la fonction de couverture et l'efficacité de l'antenne peuvent être calculées à partir de ces mesures.

Dans chaque plan de coupe, les deux composantes E_θ et E_ϕ sont mesurées successivement. Le plan horizontal correspond au plan XoY sur le schéma de la figure 4.12, les plans verticaux sont les plans passant par l'axe Oz.

La figure 4.36 représente le gain dans deux plans de coupe horizontaux et verticaux. La figure 4.37 représente le rapport axial. On observe une bonne adéquation entre simulation et mesure en ce qui concerne la forme des diagrammes et la polarisation. Cependant, le niveau de gain mesuré est compris entre -4 et -7 dB entre 2.4 et 2.5 GHz, ce qui est inférieur d'environ 4 dB par rapport à la simulation. Ceci sera discuté à la section 4.4.4.3.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

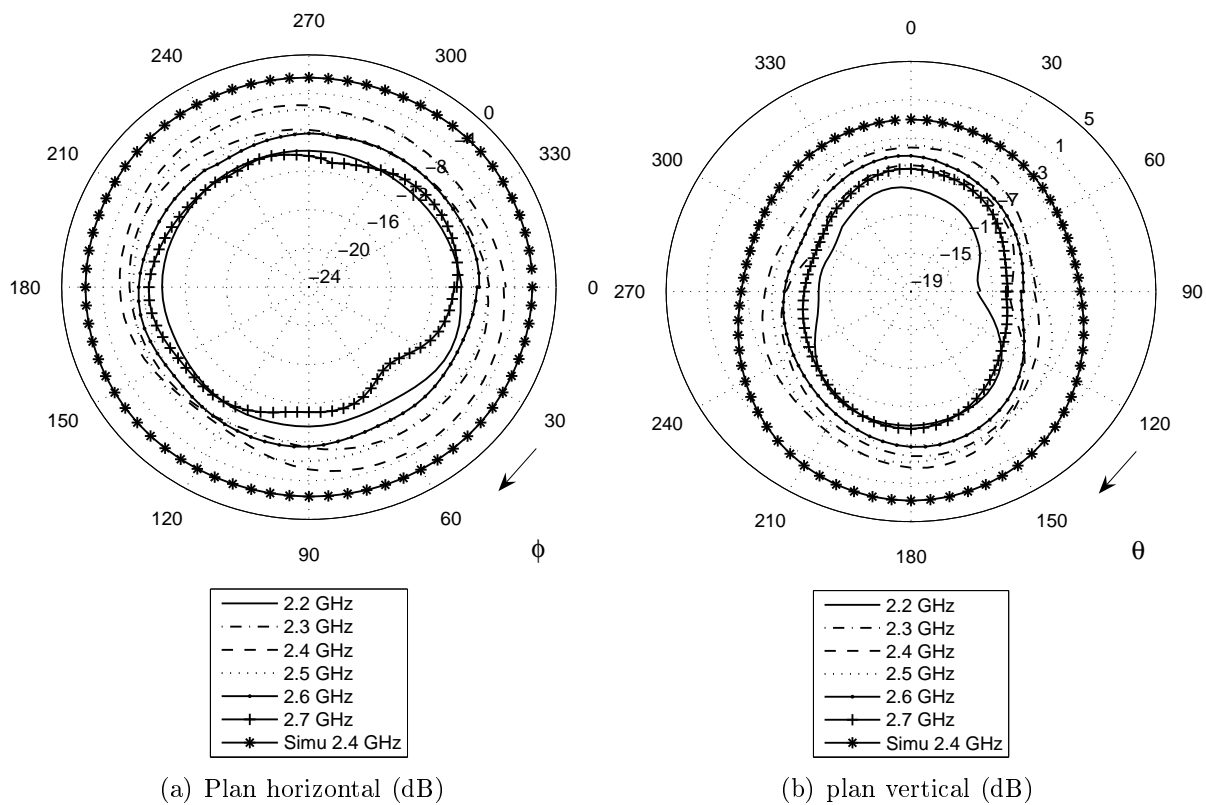


FIG. 4.36.: Gain mesuré (dB) selon deux plans de coupe de l'antenne pour 6 fréquences de 2.2 GHz à 2.7 GHz ainsi que le gain obtenu en simulation à 2.4 GHz.

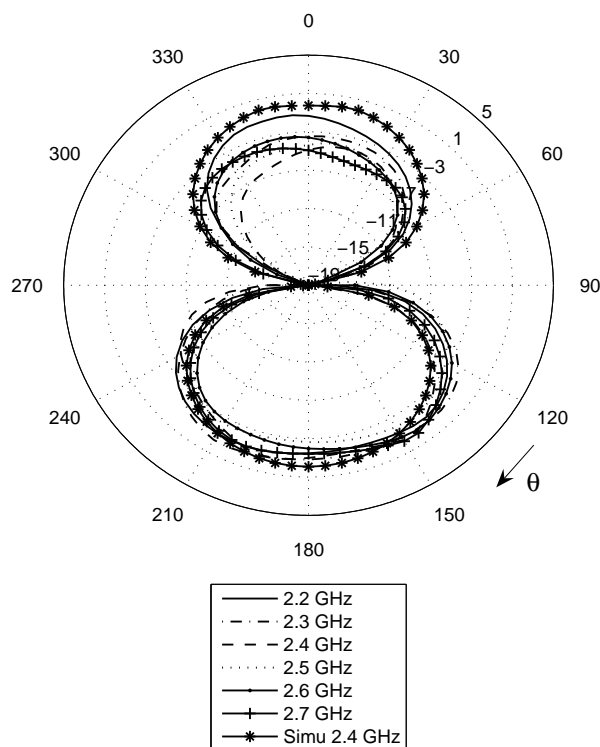


FIG. 4.37.: Rapport axial (dB) inverse mesuré dans le plan de coupe vertical (XOY) de l'antenne pour 6 fréquences de 2.2 GHz à 2.7 GHz ainsi que le gain obtenu en simulation à 2.4 GHz.

La figure 4.38 représente le maximum du gain mesuré dans les deux plans de coupe horizontaux et verticaux entre 2.2 GHz et 2.7 GHz. On observe que le maximum de la transmission est obtenu pour 2.4 GHz.

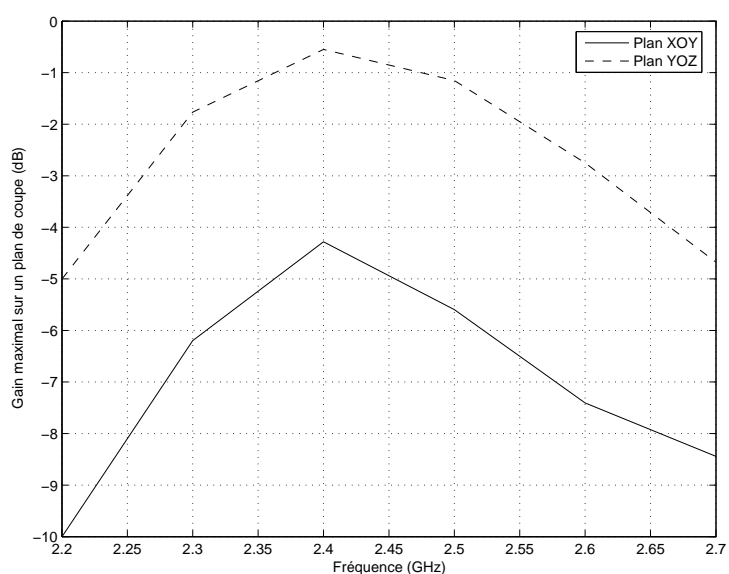


FIG. 4.38.: Moyenne des gains mesurés dans les deux plans de coupe horizontaux et verticaux entre 2.2 GHz et 2.7 GHz.

La figure 4.39 présente la directivité et le rapport axial dans tout l'espace à 2.4 GHz. Les résultats de mesure sont présentés en bas et sont à comparer aux résultats de simulation présenté en haut. Plusieurs observations peuvent être données à propos de ces courbes :

1. Pour deux zones angulaires autour des directions $\phi_1 = 45^\circ$ et $\phi_2 = 225^\circ$, la directivité mesurée est inférieure à la moyenne. Ceci n'est pas retrouvé en simulation où la directivité est uniforme en fonction de ϕ .
2. La zone de polarisation rectiligne (rapport axial faible) présente en mesure des oscillations autour du plan horizontal par rapport à la simulation.

Ces défauts semblent dus à l'influence du câble reliant l'antenne au dispositif de mesure. Celui-ci produit un rayonnement parasite en raison de courants de fuite établis à sa surface. C'est un problème classique lors des mesures de rayonnement d'antennes miniatures car les dimensions du câble et des connecteurs ne sont plus négligeables devant celles de l'antenne, ce qui perturbe les zones de champs forts au voisinage de l'antenne et par conséquent le rayonnement en champs lointain.

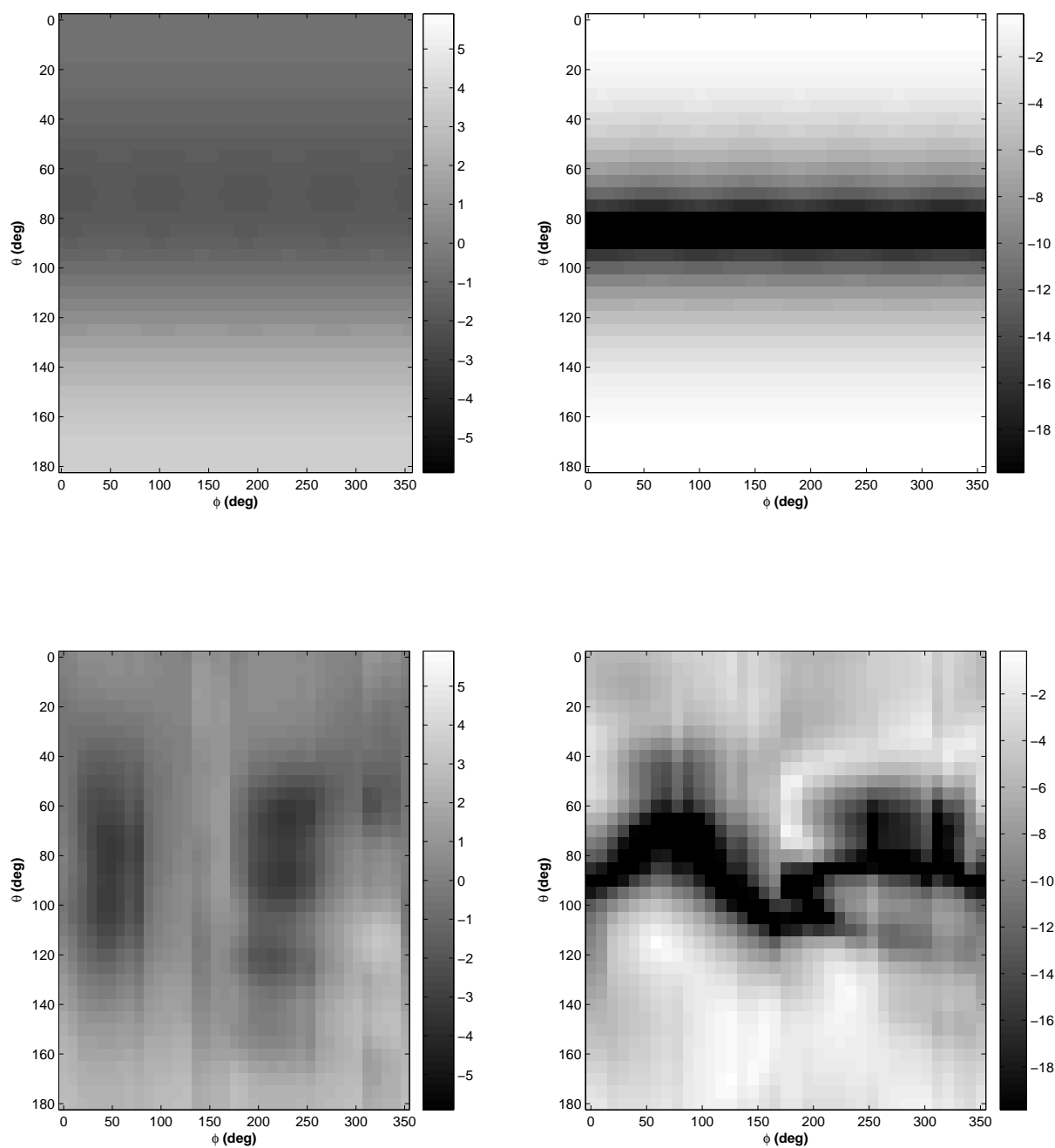


FIG. 4.39.: A droite, directivité (dBi). A gauche, moyenne du rapport axial (dB). En haut, résultats de simulation. En bas, résultats de mesure. Mesures et simulations sont réalisées pour une fréquence de 2.4 GHz correspondant à la fréquence du maximum de transmission de l'antenne.

4.4.4.3. Efficacité

L'efficacité totale d'une antenne est définie comme le rapport entre la puissance rayonnée par l'antenne et la puissance fournie par la source d'alimentation à son entrée.

$$\eta_{tot} = \frac{P_{ray}}{P_{alim}} \quad (4.16)$$

Nous comparons dans cette section, l'efficacité obtenue en simulation avec l'efficacité obtenue en mesure à partir du champ rayonné présenté ci-dessus.

Efficacité obtenue en simulation L'antenne a été conçue en deux parties, le réseau d'alimentation d'une part et la structure rayonnante d'autre part, en utilisant des logiciels de simulation différents [54, 87]. En raison des formes circulaires de l'antenne et de la présence de composants discrets, il n'a pas été possible de réaliser une simulation EM de l'ensemble de la structure. Ceci conduit à un nombre de mailles trop important. On estime donc successivement les pertes du réseau d'alimentation puis celles de la partie rayonnante en décomposant la structure selon le schéma de la figure 4.40.

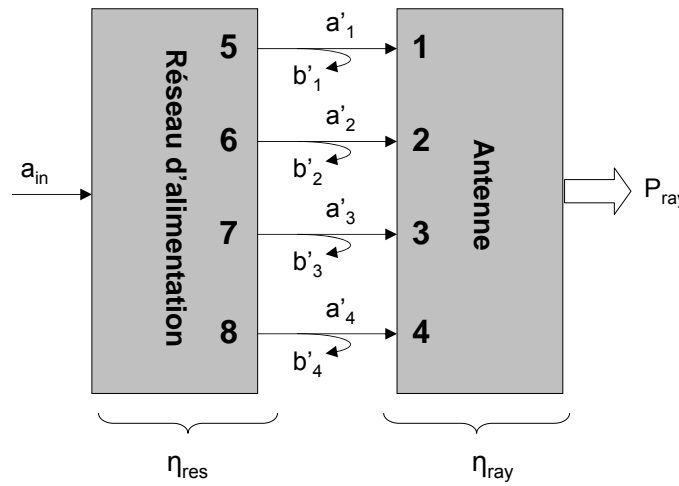


FIG. 4.40.: Calcul de l'efficacité de l'antenne

Une simulation circuit de l'ensemble de l'antenne est réalisée conformément au schéma de la figure 4.30. En se basant sur les expressions des ondes progressives et réfléchies introduites à la section 4.4.3.2, la puissance fournie à l'antenne se calcule par [35] :

$$P_{alim} = \frac{1}{2} |a_{in}|^2 \quad (4.17)$$

La puissance fournie par le réseau et acceptée par l'antenne s'exprime par [35] : (cf. 4.40)

$$P_{ant} = \frac{1}{2} \sum_i |a_i|^2 - \frac{1}{2} \sum_i |b_i|^2 \quad (4.18)$$

On définit l'efficacité du réseau chargé par l'antenne par :

$$\eta_{res} = \frac{P_{ant}}{P_{alim}} = \frac{\sum_i |a_i|^2 - \sum_i |b_i|^2}{|a_{in}|^2} \quad (4.19)$$

La simulation conjointe de l'antenne et du réseau dont le schéma est illustré à la figure 4.30 permet d'obtenir l'efficacité en fonction de la fréquence par l'utilisation de la relation 4.19. Celle-ci est représentée à la figure 4.41.

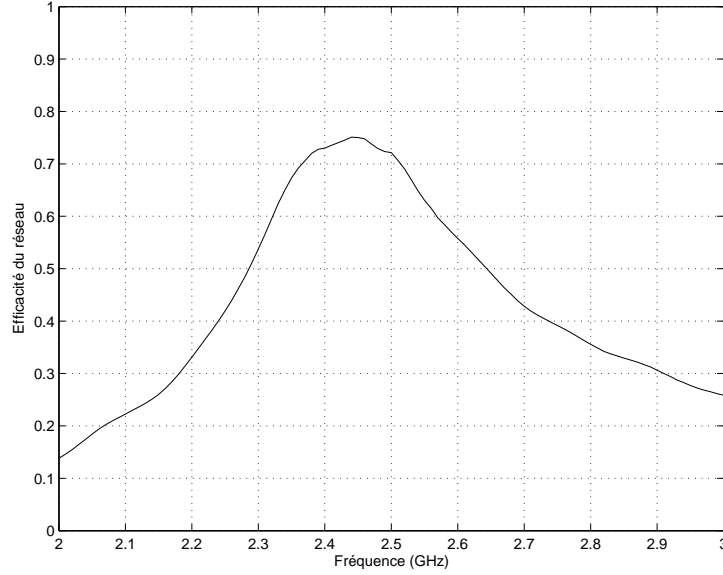


FIG. 4.41.: Efficacité du réseau obtenue en simulation en fonction de la fréquence selon (4.19).

On en déduit les valeurs suivantes, pour les 3 fréquences auxquelles le prototype a été mesuré en rayonnement :

Fréquence	2.4 GHz	2.5 GHz	2.6 GHz
η_{res}	74%	72%	56%

On retrouve à quelques pourcents près, à 2.4 GHz, la transmission maximale théorique qui avait été calculé à la section (4.4.2.3) compte tenu des caractéristiques de couplage et d'adaptation d'impédance de la structure rayonnante. Celle-ci était de 76% pour ce type de réseau d'alimentation. Une telle adéquation s'explique par le fait que le réseau est de petite dimension et réalisé sur un substrat faibles pertes. Il ne réalise quasiment pas de pertes comme on peut également le constater par l'étude des courbes de la figure (4.34).

Il est ensuite nécessaire d'obtenir l'efficacité de rayonnement de l'antenne. En toute rigueur, les défauts du réseau influent sur l'alimentation et donc sur l'efficacité de rayonnement de la structure rayonnante. Il serait rigoureux d'en tenir compte. Cependant, compte tenu des bonnes performances du réseau d'alimentation constatées lors de son test propre (Voir figure 4.34) et du fait que celui-ci ne présente pas d'importants couplages entre ces

4. Conception et réalisation de structures isotropes

ports, nous considérons que la structure obtient la même efficacité lorsqu'elle est connectée au réseau que lors de son fonctionnement idéal, alimentée par des signaux d'amplitude rigoureusement égale et en quadrature de phase.

Dans ces conditions, l'efficacité de l'antenne peut alors être directement extraite à partir du simulateur électromagnétique 3D [54]. Il est à noter que nous considérons ici l'efficacité rayonnée et non l'efficacité totale de la structure rayonnante. Le simulateur calcule alors le rapport de la puissance sortante que ce soit aux frontières du domaine de calcul ou aux ports d'excitation présents à l'intérieur de celui-ci par rapport à la puissance injectée à ses ports. L'efficacité rayonnée caractérise donc uniquement les pertes intrinsèques à la structure simulée. En effet, les pertes d'adaptation entre l'antenne et le réseau ont été prises en compte dans l'efficacité du réseau chargé par l'antenne η_{res} calculée à l'équation 4.19.

Fréquence	2.4 GHz	2.5 GHz	2.6 GHz
η_{ray}	74%	76%	79%

Finalement, selon le schéma de la figure 4.40, l'efficacité totale de la structure s'exprime par :

$$\eta_{tot} = \eta_{res} \cdot \eta_{ray} \quad (4.20)$$

Ce qui conduit aux valeurs suivantes :

Fréquence	2.4 GHz	2.5 GHz	2.6 GHz
η_{tot}	54%	54%	44%

Efficacité mesurée L'efficacité a été mesurée ici par la méthode de l'intégration du diagramme de rayonnement. Lorsque le gain G et la directivité D sont connues dans une direction donnée (θ, ϕ) , l'efficacité s'exprime par :

$$\eta_{tot} = \frac{G(\theta, \phi)}{D(\theta, \phi)} \quad (4.21)$$

L'efficacité étant intrinsèque à l'antenne et par définition indépendante de la direction, on peut intégrer cette expression sur l'ensemble du diagramme de rayonnement :

$$\eta_{tot} = \frac{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \cdot \sin\theta \cdot d\theta d\phi}{\int_0^{2\pi} \int_0^\pi D(\theta, \phi) \cdot \sin\theta \cdot d\theta d\phi} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) \cdot \sin\theta \cdot d\theta d\phi \quad (4.22)$$

La seconde égalité provient du fait que la moyenne sur l'espace de la directivité est unitaire par définition.

Les mesures sur l'ensemble du diagramme permettent d'aboutir aux valeurs suivantes :

Fréquence	2.4 GHz	2.5 GHz	2.6 GHz
η_{tot}	43%	32%	24%

Les valeurs d'efficacité mesurées sont inférieures de 10 à 20 points aux simulations. Plusieurs hypothèses peuvent être formulées pour expliquer cet écart :

1. La position du toit de l'antenne par rapport au plan de masse du réseau d'alimentation : Le montage du toit sur le plan de masse nécessite un positionnement précis, ceux-ci sont ensuite maintenus l'un vis à vis de l'autre par les fils d'alimentation et de masse des IFA élémentaires. Un léger décalage peut donc se produire lors de la soudure ou de la manipulation et engendrer des défauts d'adaptation d'impédance entre la structure rayonnante et le réseau.
2. Les positions des fils de masse par rapport aux alimentations des IFA élémentaires : Des imprécisions de positionnement des fils de masse et d'alimentation, proches de 1 à 2 millimètres, peuvent provoquer une dissymétrie des différentes IFA et modifier l'adaptation et le couplage entre réseau et partie rayonnante.
3. Des imprécisions dues aux mesures du champ rayonné : un écart de 10 à 20 point sur l'efficacité ne correspond qu'à 1 à 2 dB d'erreur sur les mesures de rayonnement. De telles erreurs peuvent notamment provenir de l'influence du câble reliant l'antenne au dispositif de mesure de la chambre anéchoïde. Il s'agit classiquement d'un problème inhérent aux antennes miniatures.
4. Des imprécisions dues aux simulations : La co-conception a été menée grâce à l'utilisation d'un simulateur électromagnétique 2.5D [87] pour la modélisation de la partie rayonnante de l'antenne. L'une des limitations de ce type de simulateur est de ne pas permettre de limiter les dimensions des couches de diélectriques. Les plans métalliques le sont. La prise en compte de couches de diélectriques infinies est susceptible de perturber le champ proche autour de l'antenne par rapport à la réalité et d'induire de petites erreurs sur les caractéristiques simulées.

Les deux premiers points pourront être résolues par la conception d'un nouveau prototype, en particulier par sa réalisation en technologie de circuit multicouche en un seul élément. Les imprécisions de réalisations seront alors écartées. Le troisième point nécessiterait une mesure du champ rayonné par un dispositif sans câble, ou par l'utilisation d'autres méthodes de mesure de l'efficacité. Enfin le dernier point implique d'étudier plus en détail les écarts obtenus entre différents simulateurs comme nous l'avons amorcé sur la figure 4.19.

4.4.5. Couverture

La figure 4.42 présente les courbes de couvertures obtenues à partir des mesures pour le prototype de l'antenne M51. Elles sont comparées à une simulation dans le cas d'un réseau d'alimentation parfait. On constate que les couvertures sont très proches entre elles et avec la simulation.

Bien que l'observation du diagramme de rayonnement (figure 4.39) présente des défauts de régularité, ceux-ci ne dégradent pas sensiblement la couverture. La courbe de couverture est le résultat d'une intégration sur tout l'espace, ce qui a pour effet de moyenner les irrégularités de faible amplitude du diagramme de rayonnement.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

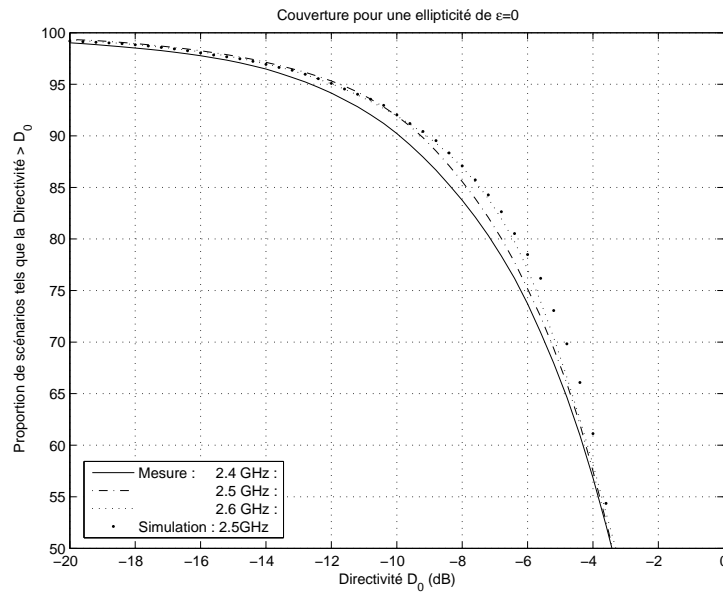


FIG. 4.42.: Courbes de couverture de la M51 calculées à partir des mesures réalisées à 3 fréquences dans son maximum de transmission.

4.4.6. Intégration de l'antenne sur un capteur miniature

On décrit ci-dessous une intégration possible de l'antenne M51 sur un capteur autonome miniature. Le capteur peut être réalisé en technologie de circuit imprimée multicouche. Le circuit multicouche intègre à la fois le réseau d'alimentation nécessaire au fonctionnement de l'antenne, la partie frontale RF, le traitement numérique du transmetteur, ainsi que les fonctions spécifiques du capteur. Les éléments tels que les composants de mesure physique, batterie, etc, peuvent être disposés sur la surface opposée par rapport à l'antenne.

La figure 4.43 illustre une telle intégration de l'antenne M51 sur un capteur. La figure 4.44 représente des vues en perspective.

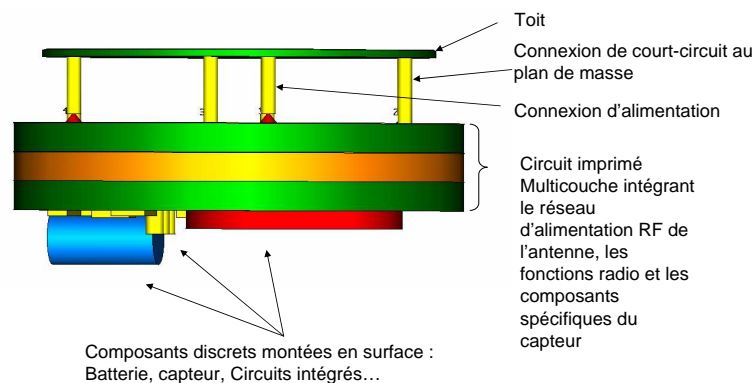


FIG. 4.43.: Illustration de l'intégration possible de l'antenne M51 sur un capteur miniature

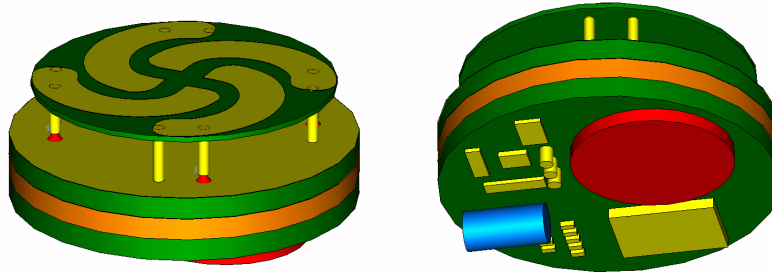


FIG. 4.44.: Vues en perspective d'une intégration possible de l'antenne M51 sur un capteur miniature.

4.4.7. Conclusion

La structure M51 ainsi que son principe de fonctionnement ont été présenté. Les principaux avantages de cette antenne réside dans ses dimensions et dans son facteur de forme adapté à une intégration sur un petit dispositif tout en obtenant des performances équivalentes aux meilleures antennes de l'état de l'art en terme de couverture.

Son principe de fonctionnement a été validé sur un prototype. Les performances obtenues en mesure en terme de directivité, de polarisation circulaire et de couverture sont satisfaisantes et sont en accord avec la simulation. Une efficacité de 40% a pu être obtenue en simulation, cependant un nouveau prototype sera nécessaire afin de confirmer expérimentalement l'efficacité de 50% attendue.

De nombreuses évolutions de l'antenne M51 sont envisageables, qu'il s'agisse de ses dimensions, soit plus ou moins haut, facteur de forme carrée plutôt que rond, ou de la technologie de réalisation. Une réalisation de l'antenne dans une technologie multicouche est en effet parfaitement envisageable. La couche d'air entre le toit des IFA élémentaires et le plan de masse serait remplacer par un substrat diélectrique faible perte. Il ne serait alors plus nécessaire de réaliser séparément le réseau d'alimentation et la structure rayonnante puis de les assembler, avec le coût et les imprécisions de réalisation que cela implique.

4.5. L'antenne Quadri-IFA à facteur de forme allongé

L'antenne Quadri-IFA allongée est une déclinaison de la combinaison de 4 IFA présentée à la section 4.3. Le principe de fonctionnement et les caractéristiques de rayonnement obtenues sont quasiment identiques. Les IFA élémentaires sont disposées verticalement, ce qui permet d'obtenir une conformation différente de la structure.

L'intérêt de cette structure provient du fait que les plans de masse des IFA forment un boîtier rectangulaire. La structure en elle-même peut alors constituer un dispositif communicant autonome, par exemple un capteur sans fil, dans laquelle batterie, capteur physique, circuits de traitement et module radio peuvent être intégrés sans que les caractéristiques de rayonnement de l'ensemble ne soit perturbées. Cette version sera baptisée "antenne Quadri-IFA".

4.5.1. Présentation de la structure

Une disposition des antennes IFA telle que les plans de masse soient verticaux permet d'envisager la réalisation d'une antenne se conformant autour d'une cavité parallélépipédique. Une telle configuration est illustrée à la figure 4.45.

Le circuit d'alimentation des antennes IFA peut être avantageusement intégré à l'intérieur du boîtier. Dans le cas d'un dispositif miniature autonome, l'électronique, les capteurs et la batterie peuvent également être placés à l'intérieur du boîtier de telle sorte que leur présence ne perturbe pas le rayonnement.

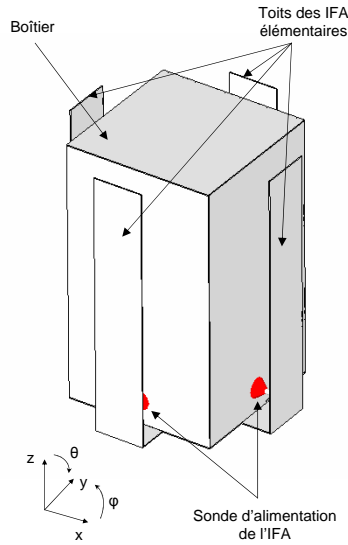


FIG. 4.45.: Antenne Quadri-IFA : les antennes IFA sont disposées sur les cotés d'un parallélépipède métallique.

Les côtes caractérisant la géométrie de la structure sont données sur la figure 4.46, les valeurs numériques sont données dans le tableau 4.3.

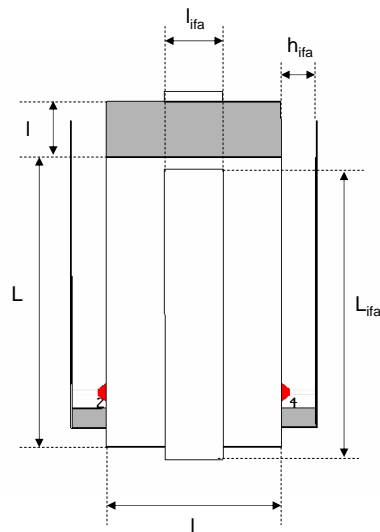


FIG. 4.46.: Indication des côtes de l'antenne Quadri-IFA

L'antenne Quadri-IFA étant destinée à servir de boîtier pour un dispositif de type capteur sans fil abandonné, l'objectif n'est pas nécessairement de miniaturiser la structure au maximum, contrairement à l'antenne M51, mais plutôt de l'adapter au volume de boîtier requis par l'application. Nous présentons ci-dessous une étude en simulation pour quatre largeurs de boîtiers représentés à la figure 4.47.

Dimension	Valeur (mm)	Description
l	5 , 10 , 15 ou 20	Largeur du boîtier
L	26.2	Hauteur du boîtier
l_{ifa}	5	Largeur du toit de l'IFA
L_{ifa}	26.2	Longueur du toit de l'IFA
h_{ifa}	3	Hauteur de l'IFA
E_p	0.1	Epaisseur de la métallisation (toit et plan de masse)
d_{ali}	0.5	Diamètre du fil d'alimentation

TAB. 4.4.: Dimensions pour la structure Quadri-IFA.

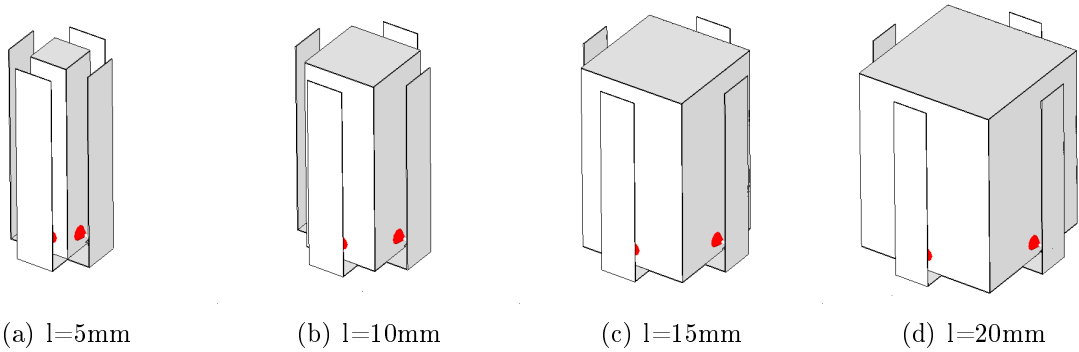


FIG. 4.47.: Quatre configurations de l'antenne Quadri-IFA pour des largeurs différentes.

L'antenne peut être intégralement réalisée dans la même plaque métallique. Un réseau d'alimentation semblable à ceux qui ont été présentés pour l'antenne M51, permettant d'alimenter les quatre IFA avec une amplitude égale et en quadrature de phase, est nécessaire. Il est placé à l'intérieur du boîtier. L'antenne Quadri-IFA allongée est une déclinaison de la combinaison de 4 IFA présentée à la section 4.3. Les caractéristiques de rayonnement obtenues sont quasiment identiques. Les IFA élémentaires sont disposées verticalement, ce qui permet d'obtenir une conformation différente de la structure.

4.5.2. Inclinaison des IFA élémentaires

Avant d'exposer les résultats de simulation électromagnétique, l'objectif de cette section est de présenter une étude préliminaire sur l'influence de l'inclinaison des IFA. Tout comme l'antenne M51, l'antenne Quadri-IFA est une variante issue de la combinaison de quatre IFA. Elle est alimentée en quadrature de phase. Elle présente trois avantages par rapport à la structure d'origine :

- Meilleures performances en terme de couverture.
- Taille plus petite.
- Facteur de forme allongé.
- Existence d'une cavité parallélépipédique au milieu de la structure qui être utilisée pour embarquer des circuits, capteurs ou batteries.

Le principe consiste à incliner les IFA par rapport au plan normal à l'axe de symétrie de la combinaison.

A partir du champ lointain élémentaire d'une antenne IFA, les caractéristiques de rayonnement de la combinaison de 4 IFA peuvent être évaluées en première approximation par rotation, translation et superposition des champs selon les méthodes exposées à la section 4.3. Une étude paramétrique est menée afin de mettre en évidence l'influence de l'inclinaison des antennes IFA sur les caractéristiques de champ lointain, en particulier sur la directivité de couverture de l'antenne.

Quatre stades d'inclinaison des IFA sont illustrés à la figure 4.48, les diagrammes de directivité et de rapport axial correspondant sont également représentés. On constate visuellement que les caractéristiques s'améliorent légèrement avec l'inclinaison des antennes :

- L'écart entre le minimum et le maximum de la directivité diminue.
- Le rapport axial est plus régulier.

La courbe 4.49 représente l'évolution de la directivité à 90% de couverture en fonction de l'inclinaison des IFA. La couverture augmente avec l'inclinaison. A titre de référence, les directivités de couverture pour des dipôles en croix de longueur demi-onde ainsi que pour des dipôles infiniment courts sont représentées. On constate que pour une inclinaison supérieure à 60° , la couverture obtenue est meilleure que celle de dipôles en croix infiniment courts qui constitue l'une des meilleures couvertures mise en évidence dans l'état de l'art. Entre 80° et 90° , la couverture s'infléchit et diminue.

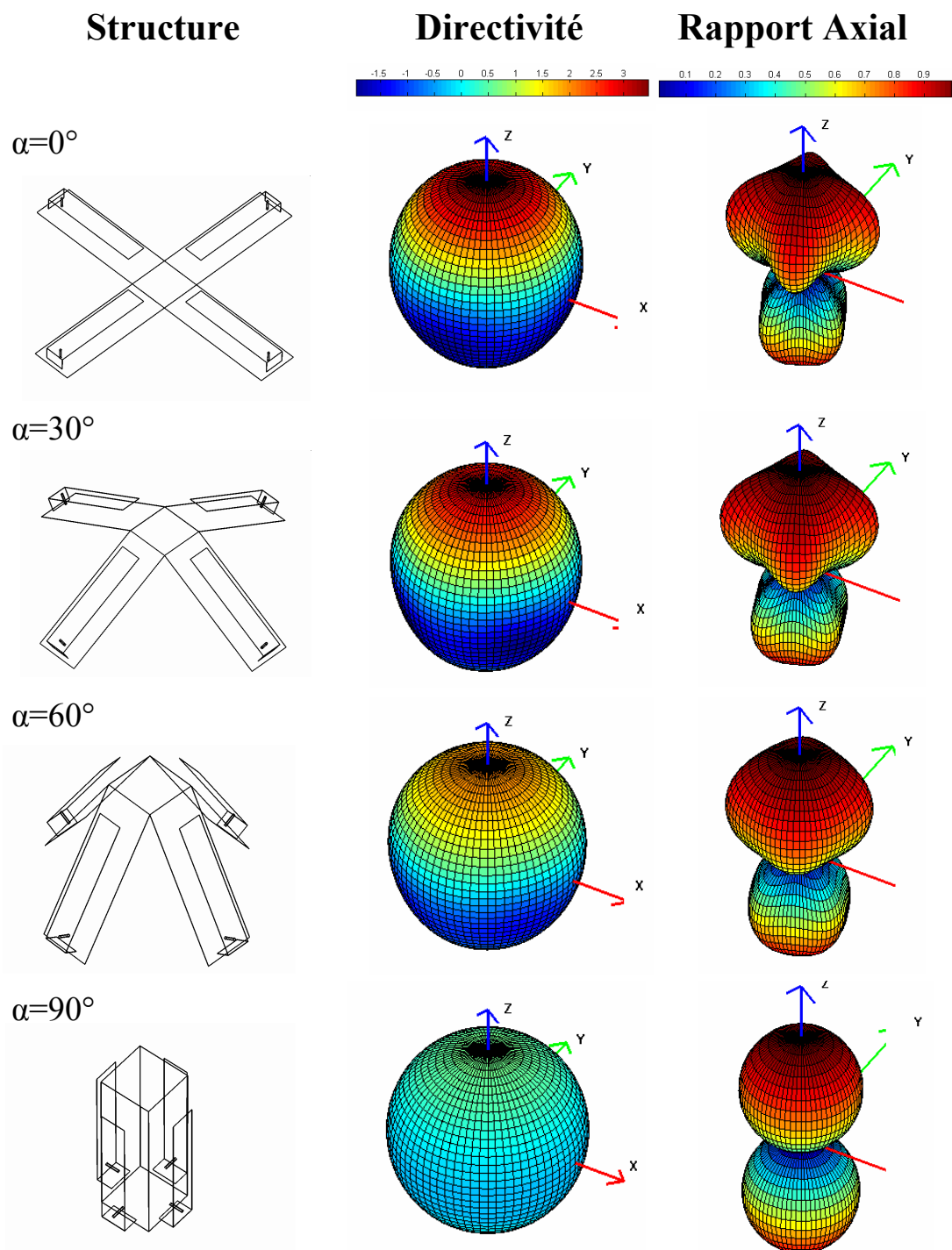


FIG. 4.48.: Influence de l'inclinaison des IFA sur l'isotropie de rayonnement et sur le rapport axial. Quatre stades d'inclinaison sont représentés.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

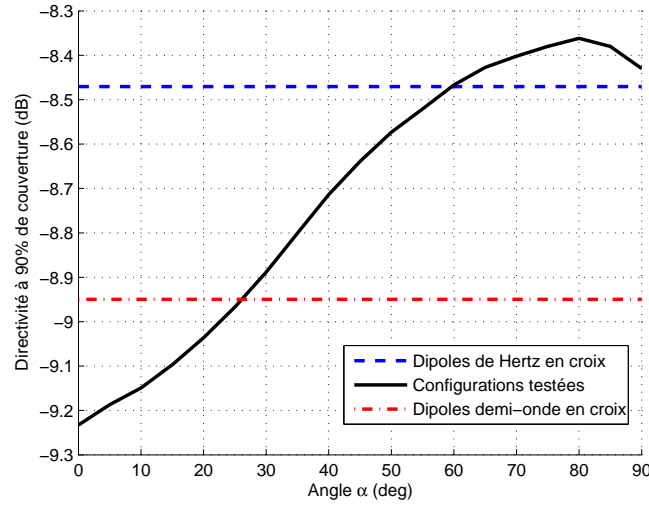


FIG. 4.49.: Évolution de la couverture en fonction de l'inclinaison des IFA.

La courbe 4.50 représente l'évolution de l'écart minimum-maximum de la directivité ainsi que la moyenne de rapport axial :

- L'isotropie en puissance s'améliore avec l'inclinaison.
- L'uniformité de polarisation diminue à partir de 45° .

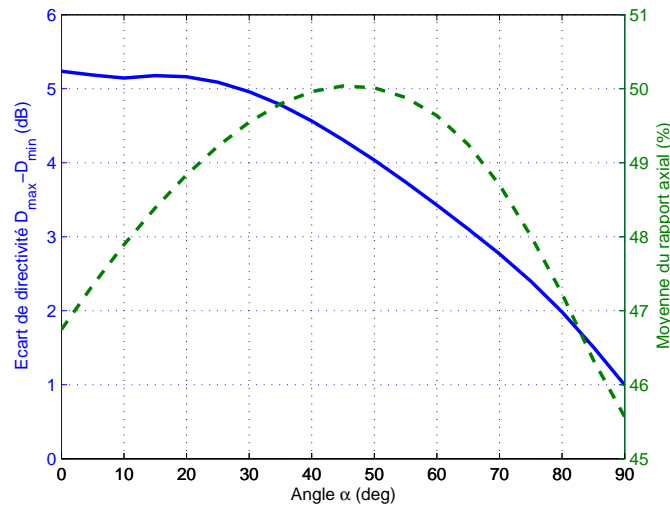


FIG. 4.50.: Écart de directivité (trait plein) et Moyenne du rapport axial (Trait pointillé) en fonction de l'inclinaison α des antennes IFA

Cette étude permet de conclure que l'inclinaison des antennes IFA ne modifie pas de façon importante l'isotropie de puissance ou l'uniformité de polarisation de la combinaison. Elle tend au contraire à améliorer la couverture.

4.5.3. Couplage entre les IFA et adaptation d'impédance

Nous présentons ici des résultats sur le couplage entre les IFA obtenus par simulation électromagnétique [54] pour les configurations d'antenne illustrées à la figure 4.47 avec les côtes données dans le tableau 4.4.

Les IFA élémentaires sont adaptées en impédance entre 2.4 et 2.5 GHz. Les paramètres S_{11} sont comparés à la figure 4.51. L'adaptation d'impédance est obtenue pour les quatre configurations. Une optimisation sur la position de l'alimentation permet d'obtenir une adaptation parfaite dans tous les cas. Pour $l = 5\text{ mm}$, on observe un infléchissement de la courbe de S_{11} autour de 2.6 GHz. Ceci est dû au couplage avec les autres IFA qui augmente logiquement lorsque celles-ci sont rapprochées.

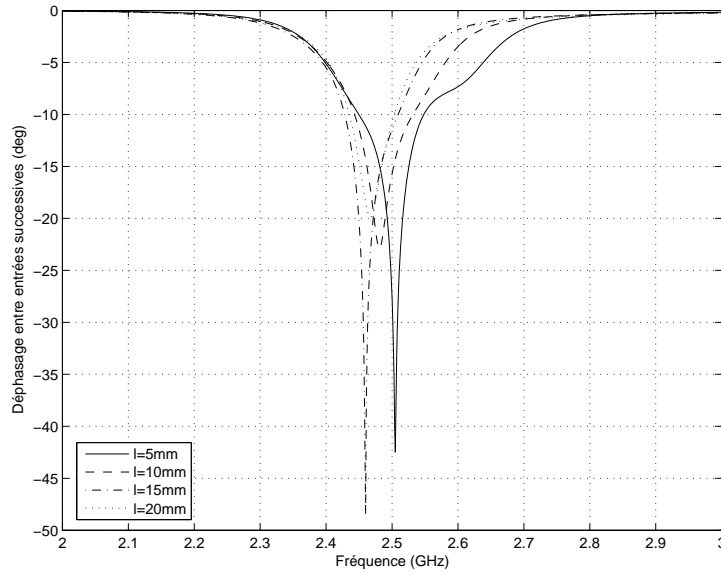


FIG. 4.51.: Adaptation d'impédance : Paramètres S_{11} pour différentes tailles du boîtier

La figure 4.52 illustre le couplage entre IFA adjacentes. Le couplage, compris entre -7 et -9 dB à la fréquence du minimum du S_{11} est du même ordre de grandeur que dans le cas de l'antenne M51.

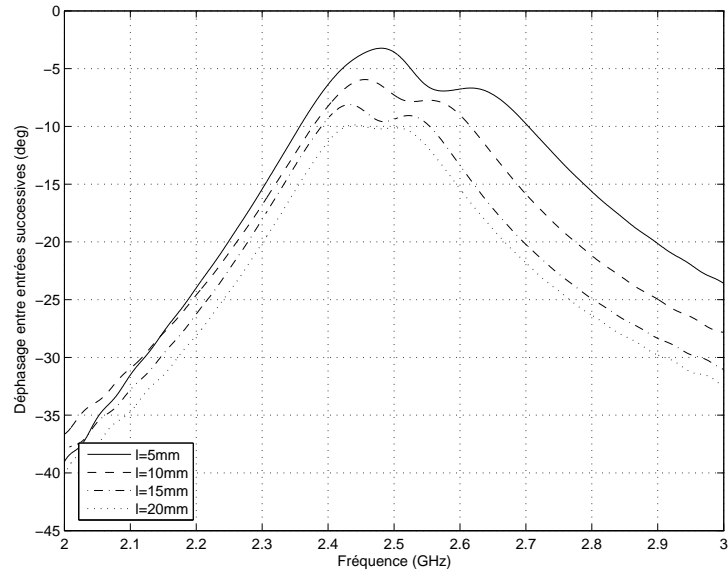


FIG. 4.53.: Couplage entre IFA opposées : Paramètres S_{31} pour différentes tailles du boîtier

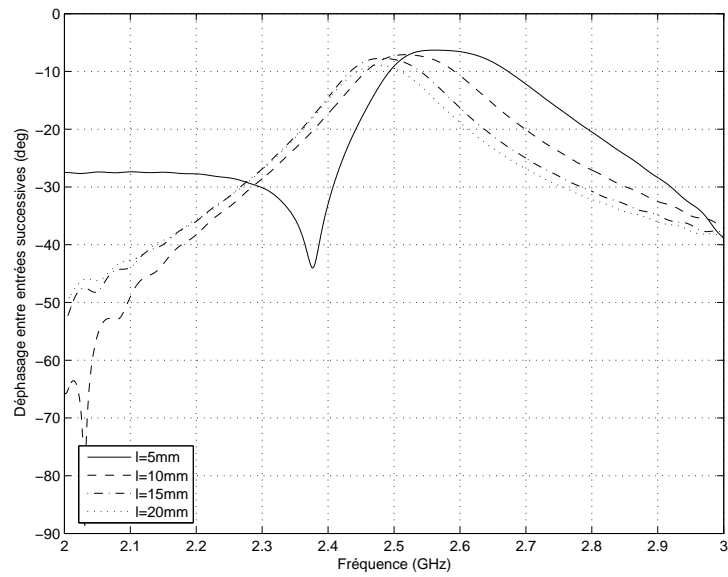


FIG. 4.52.: Couplage entre IFA adjacentes : Paramètres S_{21} pour différentes tailles du boîtier

La figure 4.53 illustre le couplage entre IFA opposées. Celui-ci augmente rapidement à mesure que la taille du boîtier diminue et que les IFA se rapprochent. Il est compris entre -3 et -10 dB à la fréquence du minimum du S_{11} . Ceci est à comparer au -6 dB dans le cas de l'antenne M51. La double inflexion des courbes est caractéristique du couplage entre IFA proches et a été mis en évidence à la section 4.3.3.

4.5.4. Rayonnement & efficacité

Nous présentons ici les caractéristiques de rayonnement obtenues par la simulation pour les structures illustrées à la figure 4.47.

La figure 4.54 représente les diagrammes de directivité pour les quatre largeurs de boîtier différents l . Pour $l = 5\text{mm}$, la variation entre le minimum et le maximum est de 1.2 dB. Ce qui correspond à une excellente isotropie en puissance. Plus l augmente, plus l'antenne rayonne vers le haut (direction \vec{Oz} de la figure 4.45). Ceci peut s'observer sur les plans de coupe illustrées à la figure 4.56.

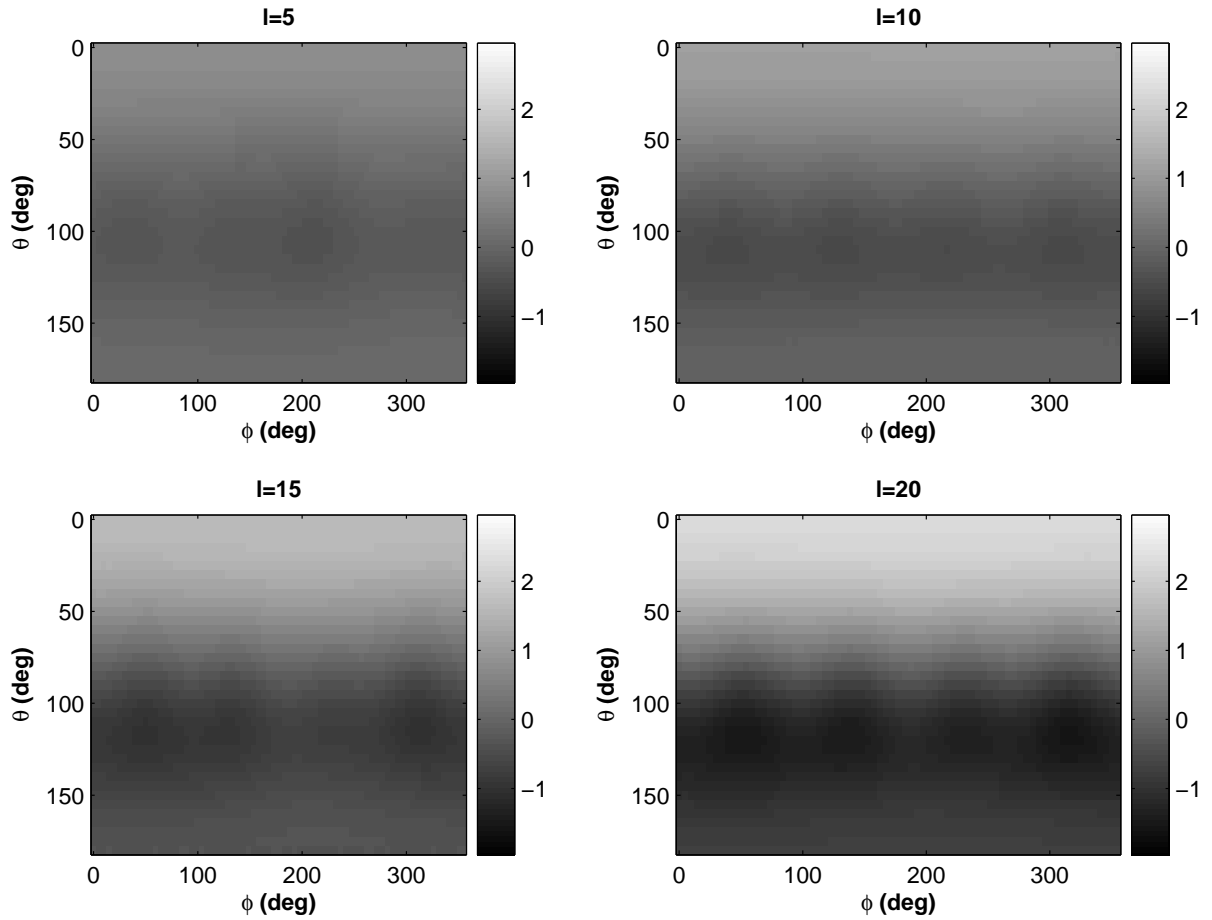


FIG. 4.54.: Diagramme de directivité (dB) pour différentes tailles du boîtier

Le diagramme de rapport axial présenté figure 4.55 montre que les caractéristiques de polarisation de la Quadri-IFA sont analogues à la combinaison de quatre IFA orthogonales ou à l'antenne M51. Comme pour la directivité, une variation en ϕ apparaît sur le diagramme de rapport axial lorsque l augmente. Ceci est dû à l'influence du plan de masse de chaque IFA élémentaire.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

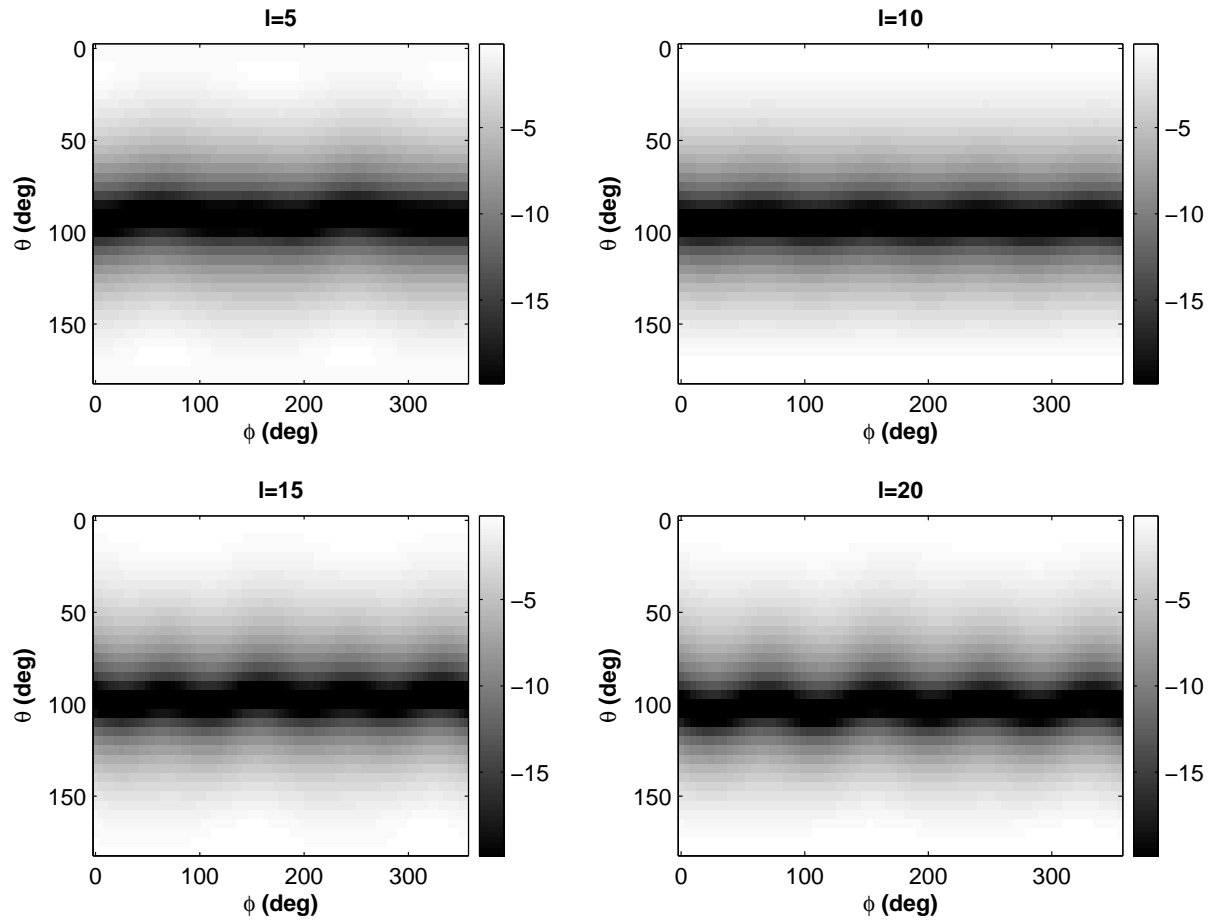


FIG. 4.55.: Diagramme de rapport axial (dB) pour différentes tailles du boîtier

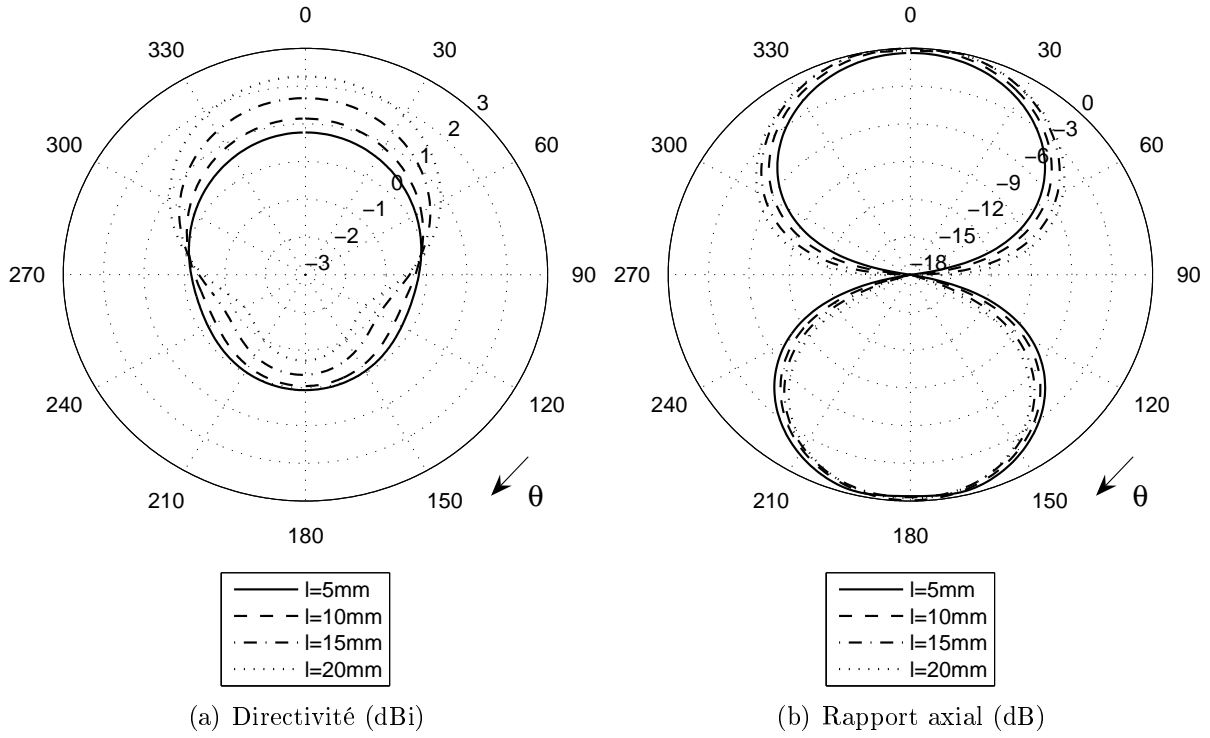


FIG. 4.56.: Directivité et rapport axial dans un plan de coupe vertical pour différentes tailles du boîtier

4.5.5. Couverture

Les couvertures sont calculées pour chaque configuration. On observe sur la figure 4.57 que celles-ci sont quasiment identiques et sont très légèrement meilleurs que celle de l'antenne M51. La directivité à 90% de couverture vaut -8.5 dB pour la quadri-IFA contre -9.0 dB pour l'antenne M51.

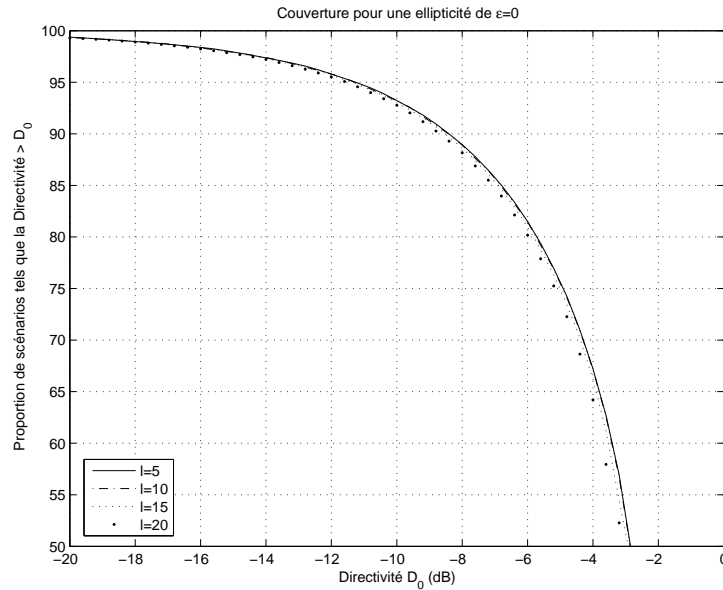


FIG. 4.57.: Courbes de couverture pour les quatre tailles de boîtier en réponse à une illumination rectiligne

4.6. Comparaison des couvertures des antennes développées

Dans cette dernière section, nous comparons les performances de l'antenne M51 et de l'antenne Quadri-IFA en terme de couverture. Leurs performances sont comparées à celles du dipôle demi-onde et du dipôle en croix et d'une antenne IFA compacte intégrée sur un capteur de mouvement présentée à l'annexe E.

La figure 5.16 présente les couvertures pour une illumination en polarisation rectiligne. L'antenne M51 et l'antenne Quadri-IFA obtiennent les mêmes performances que les dipôles en croix avec des directivités à 90% de couverture comprises entre -9.0 et -8.5 dBi.

Par rapport aux dipôles en croix, les antennes M51 et Quadri-IFA présentent l'avantage d'une plus grande miniaturisation, de facteurs de forme plus compacts et plus aisément intégrables sur de petits objets communicants.

L'antenne IFA intégrée présentée en annexe E obtient une couverture plus faible avec une directivité de couverture à 90% de -11.9 dBi. Ceci s'explique par un état de polarisation essentiellement rectiligne sur l'ensemble de son diagramme. L'intérêt de cette antenne est d'être plus simple à mettre en oeuvre puisqu'elle n'est constituée que d'une seule IFA mais les performances obtenues, si elles restent correctes sont inférieures de 3 dB à celles de l'antenne M51 ou Quadri-IFA.

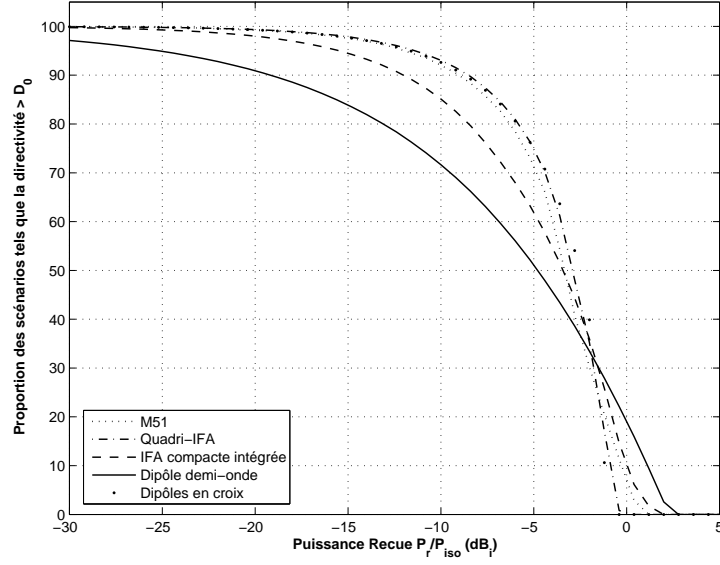


FIG. 4.58.: Courbes de couverture en illumination à polarisation rectiligne.

4.7. Conclusion

Nous avons développé dans ce chapitre une méthodologie de conception pragmatique basée sur la superposition de champs lointains. Nous avons présenté les outils numériques de manipulation de champ lointain utilisés pour mettre en oeuvre cette méthode.

Nous avons ensuite illustré son utilisation dans le cadre de notre problématique visant à la conception d'antennes au rayonnement isotrope. Ce qui nous a conduit à deux structures originales combinant quatre antennes IFA. Pour l'antenne M51, un prototype a été réalisé et mesuré expérimentalement.

Puisque la méthode consiste à associer entre eux plusieurs éléments rayonnants, la dernière phase consiste à concevoir le réseau d'alimentation permettant d'amener le signal RF requis aux différents éléments composant la structure finale. Nous avons présenté et discuté les choix et méthodes de conception d'un réseau adapté aux deux structures rayonnantes identifiées.

Afin de mesurer l'avantage apporté en situation réelle par de telles antennes dans le cadre de notre problématique, un montage expérimental serait une perspective de validation intéressante. Celui-ci consisterait à concevoir un petit dispositif émetteur autonome à intégrer sur les antennes M51 et Quadri-IFA afin de mesurer dans divers environnements, sans fil, leurs fonction de couverture et d'évaluer ainsi leur robustesse à une orientation aléatoire.

4. Conception et réalisation de structures isotropes

5. Antenne isotrope à double polarisation

5.1. Problématique

Si l'on peut envisager la réalisation d'une antenne isotrope en puissance, il est impossible de réaliser une antenne qui émettrait ou recevrait dans tous les états de polarisation dans toutes les directions. En effet, une antenne reçoit ou émet dans chaque direction avec un état de polarisation donné. Aussi quel que soit cet état de polarisation, il existe toujours un état orthogonal auquel l'antenne est insensible.

Dans le cadre de notre étude visant à rendre la transmission entre deux dispositifs insensible à l'inclinaison, nous nous sommes intéressé aux antennes à polarisation circulaire. Sous réserve que l'autre dispositif ne fonctionne pas avec une polarisation circulaire de sens opposé, on peut alors assurer une transmission indépendante de l'orientation comme cela a pu être montré au chapitre 1.

Il est cependant possible de résoudre le problème dans sa généralité, c'est à dire d'émettre ou recevoir selon toutes les polarisations dans toutes les directions par l'utilisation de structures d'antennes à deux accès. Cet aspect va être détaillé dans les paragraphes suivants.

Dans les sections 5.2 et 5.3, nous montrons par des études de simulation que la structure M51, dont le développement et les performances ont été présentés au chapitre précédent, peut être utilisée comme une structure à double accès, et qu'elle présente alors des caractéristiques particulièrement intéressantes par rapport à notre contexte d'utilisation.

5.1.1. Antenne à double accès

5.1.1.1. Définition

On appelle "antenne à double accès" une structure antennaire disposant de deux accès pour la réception ou l'émission de signaux RF. L'intérêt d'une telle antenne est de posséder des caractéristiques de rayonnement en champ lointain différentes en terme de diagramme ou de polarisation sur chacun des accès.

Lorsqu'elle est placée dans un environnement de propagation radio à multi trajet tel que celui qui a été modélisé à la section 3.4, une telle antenne permet de recevoir des signaux radios décorrélés sur chacun de ces accès. Ce principe est à la base des techniques à diversité qui permettent d'améliorer le rapport signal sur bruit lors d'une transmission entre deux dispositifs ou des techniques MIMO qui permettent d'augmenter les débits de données.

5. Antenne isotrope à double polarisation

Elle peut être constituée de plusieurs éléments rayonnants juxtaposés, c'est le cas des réseaux d'antenne [91, 92], ou bien d'une structure physique unique conçue de sorte que chaque accès excite un mode de résonance différent sur la structure, ceci peut être le cas d'une antenne imprimée carré [33].

Pour une utilisation en émission, il est nécessaire que les deux accès soit découplés. Pour une utilisation en réception, le découplage n'est pas nécessaire, une décorrélation des signaux reçus sur chaque accès suffit [93].

Dans notre contexte d'application, l'utilisation d'une antenne à double accès permet de résoudre efficacement le problème de la désadaptation de polarisation (Voir section 1.3.4).

La figure 5.1 illustre la mise en oeuvre d'une antenne à double accès. Chaque accès est caractérisé en champ lointain par une hauteur effective $h_i(\theta, \phi)$.

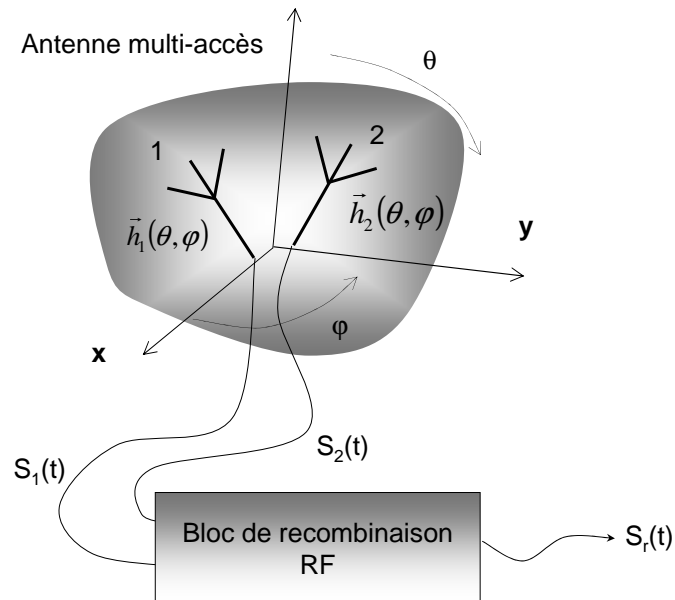


FIG. 5.1.: Mise en oeuvre d'une antenne à double accès

5.1.1.2. Recombinaison des signaux

L'utilisation d'une telle antenne dans une chaîne de réception nécessite l'utilisation d'un bloc en sortie des antennes dont la fonction est de recombinaison les signaux reçus $s_i(t)$ en un signal unique $S_c(t)$ afin de maximiser le rapport signal sur bruit.

De nombreux algorithmes plus ou moins complexes peuvent être envisagés pour la recombinaison des signaux, nous présentons les trois techniques les plus simples [8, p558] :

La technique de combinaison par sélection (SC) : Il s'agit de la méthode la plus simple, elle consiste à sélectionner le signal ayant le plus fort niveau. En supposant, de façon idéale, que la sélection est réalisée instantanément, le niveau du signal de sortie s'exprime à chaque instant par :

$$|s_c(t)| = \max[|s_1(t)|, |s_2(t)|] \quad (5.1)$$

La technique de sélection peut être implémentée au niveau RF directement sur l'antenne par l'utilisation d'un commutateur à diode ou à l'aide de MEMS.

La technique “Equal Gain Combining” (EGC) : Les deux signaux $s_i(t)$ sont remis en phase avant d'être recombinaison ensemble. Le niveau du signal de sortie s'exprime par :

$$|s_c(t)| = \frac{|s_1(t)| + |s_2(t)|}{\sqrt{2}} \quad (5.2)$$

La technique “Maximal Ratio Combining” (MRC) : Chaque signal $s_i(t)$ est pondéré par son propre niveau (son rapport signal sur bruit en réalité) puis les deux signaux sont remis en phase avant d'être additionnés comme dans le cas de la méthode EGC. Il s'agit de la méthode de recombinaison optimale, mais c'est également la plus complexe à mettre en oeuvre. Le niveau du signal de sortie s'exprime par :

$$|s_c(t)| = \sqrt{|s_1(t)|^2 + |s_2(t)|^2} \quad (5.3)$$

Les techniques EGC et MRC sont plus complexes à implémenter matériellement, elles nécessitent un traitement adaptatif indépendant sur chaque accès. Deux chaînes de réception RF sont donc nécessaires, elles sont donc également plus coûteuses.

Dans les études par simulation proposées par la suite, deux techniques parmi celles-ci ont été choisies et implémentées :

- La combinaison par sélection en raison de sa simplicité de mise en oeuvre et d'interprétation physique.
- La technique MRC parce qu'il s'agit de la méthode de recombinaison optimale en terme de rapport signal sur bruit.

5.1.2. Antenne isotrope à double polarisation

5.1.2.1. Principe

Le propos de cette étude est la réalisation d'une antenne isotrope à double accès sensible à toutes les polarisations. Les conditions suivantes doivent alors être satisfaites :

- Chaque accès présente un rayonnement isotrope en puissance.
- Dans toute direction (θ, ϕ) , les états de polarisation de chaque accès sont orthogonaux.

Cette condition se traduit par la relation suivante :

$$\vec{h}_1(\theta, \phi) \cdot \vec{h}_2(\theta, \phi) = 0$$

Une telle antenne, utilisée pour une communication entre deux dispositifs situés en visée directe en espace libre, permet d'émettre ou de recevoir avec une puissance égale quel que soit l'orientation ou l'inclinaison. La figure 5.2 illustre la réception d'une onde \vec{E}_{inc} de polarisation elliptique quelconque sur deux accès à polarisation rectiligne orthogonaux.

5. Antenne isotrope à double polarisation

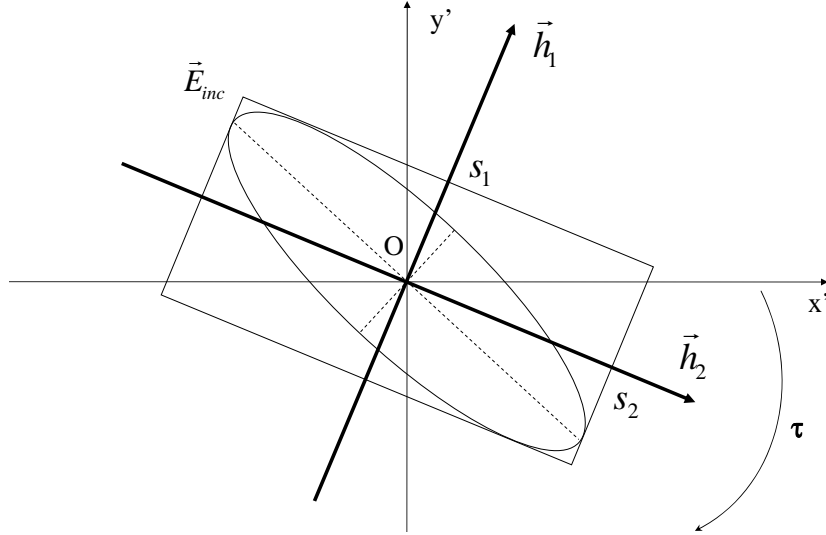


FIG. 5.2.: Réception d'une onde incidente de polarisation quelconque sur une antenne à double accès à deux états de polarisation orthogonaux (Cas de deux états de polarisation rectiligne).

L'onde incidente étant décomposée sur les deux composantes orthogonales de l'antenne, tous les états de polarisations peuvent être reçus.

- Dans le cas d'une recombinaison SC, la composante la plus forte est sélectionnée.
- Dans le cas d'une recombinaison MRC, la pondération en amplitude et en phase de chacune des composantes permet d'adapter électroniquement l'état de polarisation de la multi antenne à celui de l'onde incidente et d'obtenir ainsi une adaptation de polarisation parfaite.

Les tensions en circuit ouvert s_i reçues aux ports de chaque antenne lors de la réception d'une onde plane incidente \vec{E}_{OPI} peuvent s'exprimer par :

$$s_i(\theta, \varphi) = \vec{E}_{OPI}(\varepsilon, \tau) \cdot \vec{h}_i^*(\theta, \varphi) \quad (5.4)$$

5.1.2.2. Faisabilité

Du point de vue de la topologie du champ lointain, la possibilité de réalisation d'une multi antenne isotrope à deux états de polarisation orthogonaux peut être prouvé :

Supposons que nous disposons d'une antenne isotrope en puissance et présentant des états de polarisation quelconque sur l'ensemble du diagramme. Des structures de ce type ont été présentées aux chapitres 2 et 4. En vertu du théorème de dualité [58], on peut alors envisager une nouvelle structure telle que les courants électriques et magnétiques la parcourant soient intervertis par rapport à la structure initiale. Son rayonnement en puissance sera identique et dans chaque direction les états de polarisation seront orthogonaux par rapport à ceux de l'antenne initiale. Dans la mesure où les deux antennes peuvent être colocalisées, elles satisfont aux critères d'une antenne isotrope à double polarisation.

5.1.2.3. Corrélation des diagrammes de rayonnement

Pour quantifier l'orthogonalité des composantes de polarisation sur chaque accès, on calcule le coefficient de corrélation dans chaque direction par l'expression :

$$\Gamma(\theta, \phi) = \frac{|h_1(\theta, \phi) \cdot h_2(\theta, \phi)|}{\sqrt{|h_1(\theta, \phi)|^2 \cdot |h_2(\theta, \phi)|^2}} \quad (5.5)$$

Un coefficient de corrélation nul correspond à deux états orthogonaux tandis qu'un coefficient de 1 correspond à deux états colinéaires.

Il est alors possible de représenter la corrélation en fonction des directions de l'espace sous la forme d'un diagramme en fonction de θ et ϕ . Les figures 5.7 et 5.13 en sont des illustrations.

Une méthode usuelle [8, 94] pour caractériser les performances d'une multi antenne est de calculer la corrélation entre les diagrammes de rayonnement élémentaires de chaque accès. Lorsqu'une antenne à deux accès est placée dans un environnement de propagation radio caractérisé par une fonction de répartition des ondes incidentes $p(\Omega)$ sur l'espace, on peut exprimer la corrélation des signaux reçus sur chaque accès par la relation :

$$\rho = \frac{\left| \iint_{\Omega_T} h_1(\theta, \varphi) \cdot h_2(\theta, \varphi) \cdot p(\Omega) d\Omega \right|}{\sqrt{\iint_{\Omega_T} |h_1(\theta, \varphi) \cdot p(\Omega)|^2 d\Omega \cdot \iint_{\Omega_T} |h_2(\theta, \varphi) \cdot p(\Omega)|^2 d\Omega}} \quad (5.6)$$

Cette expression permet d'évaluer les performances d'une antenne pour une utilisation en diversité dans un environnement multi trajet. Dans les sections suivantes, par soucis de simplification, nous évaluons ρ dans le cas d'une distribution d'ondes incidentes uniforme sur l'ensemble de l'espace.

Dans notre contexte d'application tel que défini au chapitre 1, les hypothèses sont sensiblement différentes. L'antenne est supposée en condition d'espace libre, ou tout au moins, dans un environnement tel qu'un trajet soit prédominant sur tous les autres. A un instant donné, l'onde incidente ne provient ainsi que d'une direction unique. L'antenne est susceptible de prendre n'importe quelle orientation. Dans ces conditions, il est plus adapté d'évaluer les performances de l'antenne en moyennant l'équation (5.5) sur tout l'espace. Nous définissons ainsi le coefficient de corrélation moyen par :

$$\bar{\Gamma} = \frac{1}{4\pi} \iint_{\Omega_T} \frac{|h_1(\theta, \phi) \cdot h_2(\theta, \phi)|}{\sqrt{|h_1(\theta, \phi)|^2 \cdot |h_2(\theta, \phi)|^2}} d\Omega \quad (5.7)$$

Cette expression permet ainsi d'évaluer les performances du diagramme de rayonnement dans notre contexte applicatif. Un coefficient de corrélation moyen nul correspond à une antenne dont les deux accès sont strictement orthogonaux dans toutes les directions.

5.1.2.4. Couverture d'une antenne à double accès

Les antennes à multi accès peuvent être caractérisées en terme de couverture grâce à la méthode que nous avons introduite au chapitre 3, il est nécessaire pour cela de prendre en compte la recombinaison des deux accès par la simulation d'un algorithme de recombinaison [95] .

La multi antenne est supposée en espace libre en mode de réception. Elle reçoit une onde incidente (OPI) dont la direction d'arrivée est définie par les coordonnées sphériques (θ, ϕ) . L'état de polarisation et l'inclinaison de l'OPI sont caractérisés par l'ellipticité ϵ et par l'angle τ . Lorsque l'OPI atteint l'antenne, une tension est induite à chacun de ses ports. Le niveau de signal en sortie du bloc de recombinaison s_c peut alors être calculé à partir des équations (5.1) à (5.3).

La couverture est ensuite calculée en fonction de la puissance reçue à la sortie du bloc de combinaison. La couverture est définie comme la proportion des orientations (θ, ϕ, τ) pour lesquelles la puissance reçue est supérieure à un seuil donnée. La couverture est calculée sur tout l'espace et pour tous les angles d'inclinaison. Le résultat est donnée sous la forme d'une courbe de proportion en fonction de la puissance de seuil requise. Une telle courbe de couverture est calculée pour une ellipticité donnée de l'onde incidente, typiquement la polarisation rectiligne ($\epsilon = 0$) ou circulaire ($\epsilon = \pm\pi/4$). La puissance reçue est normalisée par rapport à la puissance P_{iso} qui serait reçue par une antenne idéalement isotrope en puissance et parfaitement adaptée à tous les états de polarisation.

5.1.3. Combinaison de 4 antennes IFA comme antenne isotrope à double polarisation

Une structure mettant en oeuvre une combinaison de quatre antennes IFA selon la disposition décrite à la section 4.3 a été récemment présentée dans la littérature pour une application de lecteur RFID à diversité de polarisation [96].

La combinaison de quatre antennes IFA, la structure M51 et l'antenne Quadri-IFA ont été étudiées au chapitre 4.4 dans le cas d'une alimentation figée avec des signaux en quadrature de phase et d'amplitude égale. Ce choix d'alimentation a montré que ces structures permettaient de couvrir efficacement l'ensemble de l'espace de façon isotrope.

Cependant ces structures mettant en oeuvre quatre antennes IFA élémentaires disposées orthogonalement ouvrent également des perspectives intéressantes pour une utilisation comme antennes à diversité ou, dans notre champ d'application, comme antennes isotropes à double accès. Les quatre ports de chaque IFA peuvent être recombinaisonnés de diverses manières grâce à différentes topologies de réseaux d'alimentation. Plusieurs types de rayonnement peuvent ainsi être obtenus en terme de diagramme et de polarisation.

Nous présentons aux deux sections suivantes l'utilisation de l'antenne M51 avec deux topologies de réseau d'alimentation à double accès. Ces deux réseaux permettent de produire des rayonnements isotropes à polarisation orthogonale sur chaque accès.

5.2. Antenne M51 avec alimentation croisée (mode X)

5.2.1. Topologie du réseau

Dans cette configuration, chaque paire d'antennes IFA opposées est alimentée par l'un des accès. La topologie du réseau est illustrée à la figure 5.3. L'alimentation de l'antenne M51 avec cette topologie de réseau sera désignée comme étant le fonctionnement en *mode X*.

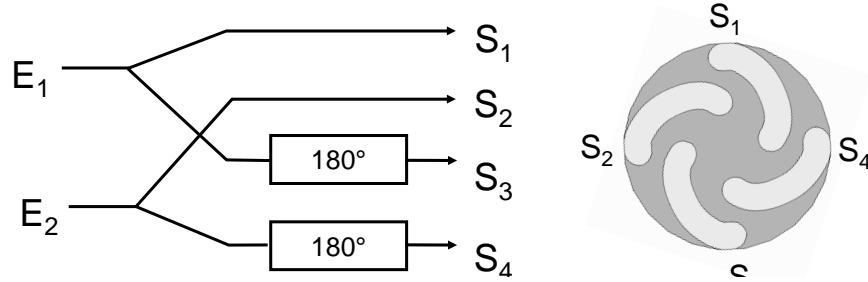


FIG. 5.3.: Réseau d'alimentation double accès croisé

Les antennes opposées sont alimentées en opposition de phase de sorte qu'à un instant donné, les courants dans les deux IFA opposées soient en phase comme illustré à la figure 5.4. Ceci est en accord avec l'étude du couplage entre IFA sur la M51 qui a été présentée à la section 4.4.2.2.

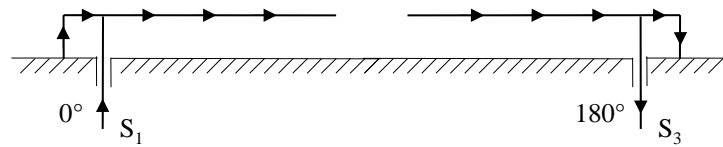


FIG. 5.4.: Le courant est en phase dans les IFA opposées alimentées en opposition de phase

Les déphasages de 180° peuvent être réalisés par des tronçons de ligne demi-onde, les jonctions doivent alors être adaptées en impédance. Ils peuvent également être réalisés par des coupleurs hybrides 180° , de type “rat-race” notamment, ceci résout le problème d'adaptation d'impédance à la jonction et offre un fonctionnement à bande plus large. Il est également possible d'utiliser un coupleur hybride 90° comme diviseur, puis un tronçon de ligne quart d'onde à la sortie $+90^\circ$ du coupleur, afin de réaliser le déphasage total nécessaire de 180° entre les ports opposés.

La géométrie de l'antenne et la topologie du réseau imposent un croisement de lignes, il est donc nécessaire de prévoir la réalisation du réseau dans une technologie multicouche.

5.2.2. Diagrammes de rayonnement

On présente les caractéristiques de rayonnement obtenues dans le cas d'un réseau idéal selon la topologie présentée ci-dessus pour chaque accès. Celles-ci sont obtenus par simulation EM [54] de la structure rayonnante décrite à la section 4.4.1 du chapitre 4.

La figure 5.5 illustre les diagrammes de directivité pour chacun des accès. On constate que l'amplitude de variation de la directivité sur l'ensemble de l'espace est de l'ordre de 6 dB pour les deux accès et que ceux-ci ne possèdent pas de direction d'annulation. Cela signifie que chaque accès assure une couverture complète de l'espace avec une isotropie en puissance relativement bonne.

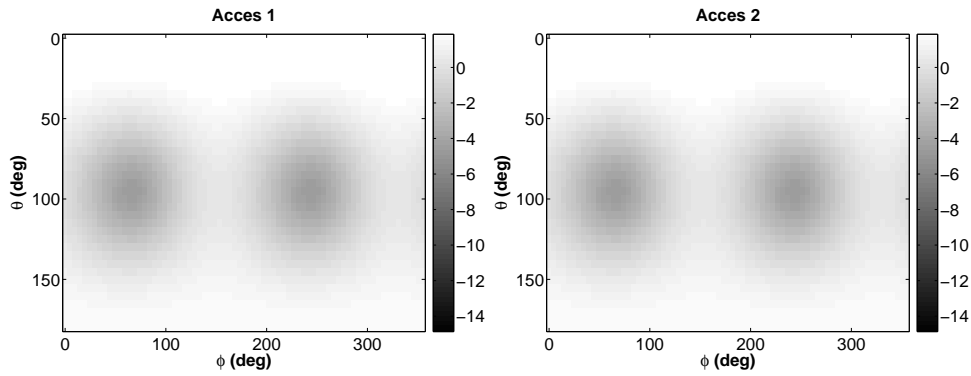
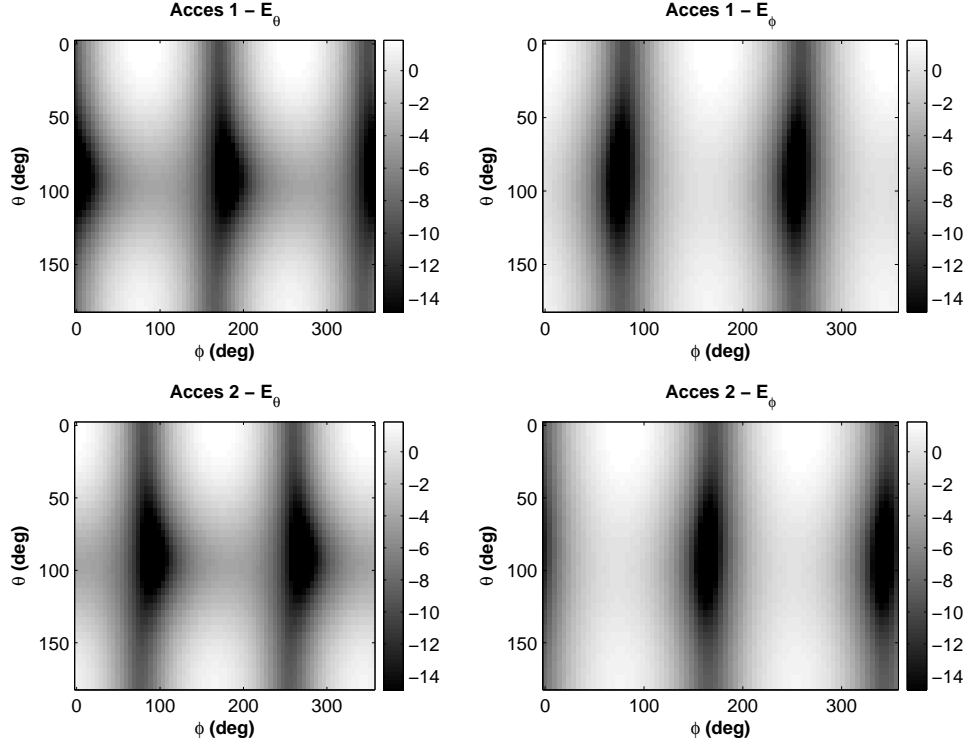


FIG. 5.5.: Directivité totale sur chacun des deux accès.

La figure 5.6 illustre les diagrammes de directivité selon les composantes E_θ et E_ϕ pour chacun des accès. Ceux-ci sont quasiment invariants selon θ et varient sinusoïdalement selon ϕ . Pour une composante donnée, les maximums de l'un des accès correspondent aux minimums de l'autre accès et inversement. Ceci permet de comprendre le principe de fonctionnement de l'antenne : dans chaque direction de l'espace, si une composante n'est pas reçue par l'un des accès, elle l'est alors par l'autre accès et inversement. La réception de tous les états de polarisation en provenance de n'importe quelle direction est alors possible.


 FIG. 5.6.: Directivité selon les composantes E_θ et E_ϕ pour les deux accès.

On remarque que les caractéristiques de rayonnement obtenues ici sont similaires à celles de l'antenne en U présentée à la figure 2.10 du chapitre 2. Ceci s'explique par le fait que la distribution de courant établie le long de la structure de l'antenne en U est analogue à celle qui est obtenue sur deux IFA opposées de l'antenne M51 comme ceci est schématisé sur la figure 5.4.

5.2.3. Correlation

Une carte de corrélation entre les états de polarisation des deux accès, calculée à partir de l'équation (5.5), est présentée à la figure 5.7. La corrélation maximum est de 0.5 et elle est bien inférieure dans une large portion de l'espace. Les deux composantes sont suffisamment différentes pour permettre une réception correcte de tous les états de polarisation sur l'ensemble de l'espace.

5. Antenne isotrope à double polarisation

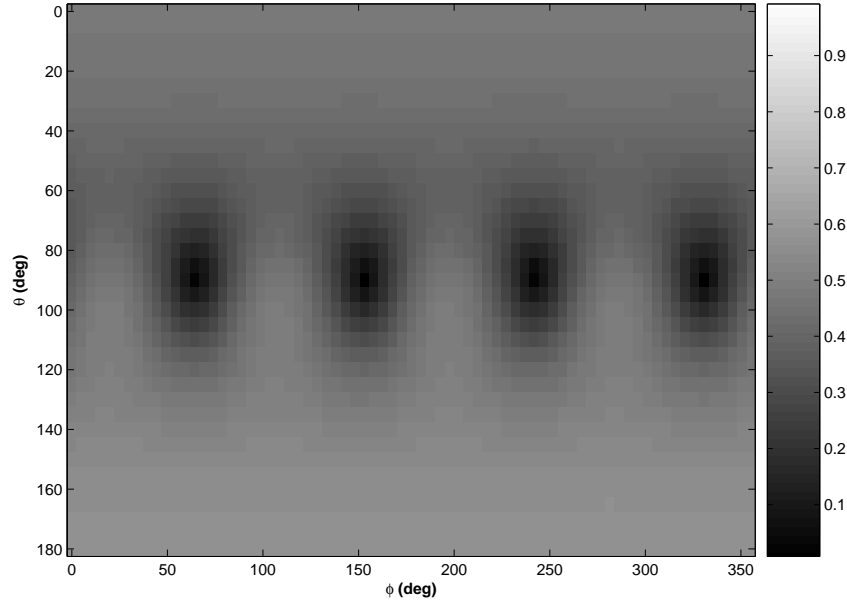


FIG. 5.7.: Directivité selon les composantes E_θ et E_ϕ pour les deux accès.

Le calcul des corrélations des diagrammes de rayonnement grâce aux relations (5.6) et (5.7) donne les valeurs numériques :

ρ	$\bar{\Gamma}$
0.004	0.40

Les deux coefficients de corrélation sont faibles, ils sont notamment inférieurs à 0.5, ce qui est considérée comme la corrélation maximale acceptable afin d'obtenir des performances satisfaisantes lors d'une utilisation comme antenne à diversité en environnements multi trajet [97].

ρ est calculé en prenant en compte une distribution d'onde incidente uniforme. ρ apparaît beaucoup plus faible que $\bar{\Gamma}$. ρ représente la corrélation des deux diagrammes sur l'ensemble de l'espace. Physiquement elle rend donc compte simultanément des phénomènes de diversité de diagramme, de polarisation, de phase et d'espace. A contrario, $\bar{\Gamma}$ est la moyenne des corrélations calculées successivement dans chaque direction de propagation. Le produit scalaire entre les champs dans une direction donnée ne rend compte que du phénomène de diversité de polarisation. En conséquence, il est logique d'obtenir systématiquement $\rho < \bar{\Gamma}$. Mathématiquement, cela s'explique par l'intervention de l'intégrale et de la valeur absolue entre les numérateurs des deux relations (5.6) et (5.7).

5.2.4. Couplage

Le but de cette section est d'étudier le couplage entre les deux accès. En effet un couplage important entre ceux-ci limiterait l'intérêt de l'antenne, notamment pour son utilisation en émission qui serait compromise si l'énergie injectée sur l'un des ports est transmise sur l'autre accès.

Une simulation circuit prenant en compte les caractéristiques de la structure rayonnante est réalisée selon le schéma de la figure 4.30 du chapitre 4. Le réseau est modélisé par deux coupleurs hybrides 180° idéaux selon le schéma de la figure 5.8.

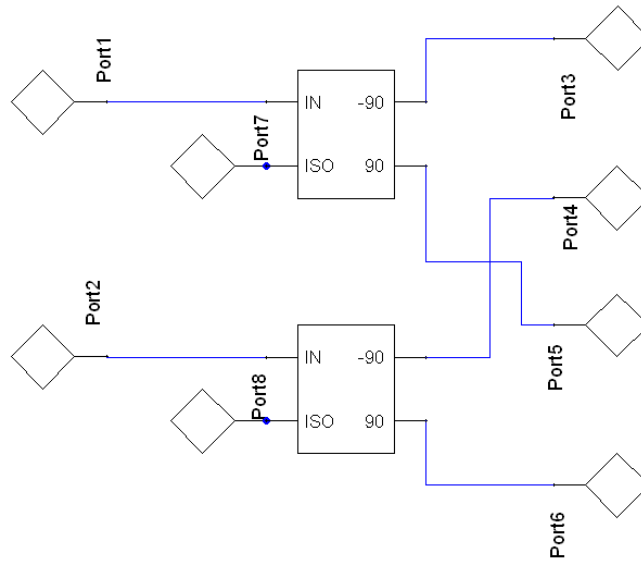


FIG. 5.8.: Schéma du réseau d'alimentation croisé à 2 accès simulés. Les ports 1 et 2 sont les accès, les ports 3 à 6 sont reliés aux IFA élémentaires, les ports 7 et 8 représentent les résistances d'isolation des coupleurs hybrides.

Le couplage entre les deux accès ainsi que les pertes d'adaptation sont illustrées à la figure 5.9. Les accès sont adaptés à -10dB dans la bande 2.4-2.6 GHz et le couplage est inférieur à -40 dB sur l'ensemble de la bande.

5. Antenne isotrope à double polarisation

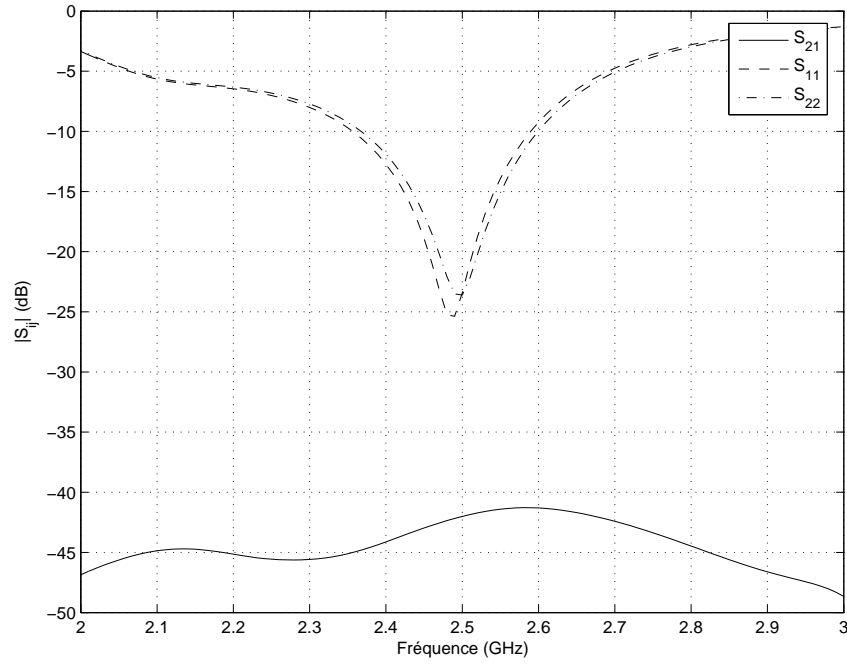


FIG. 5.9.: Couplage (S_{21}) et adaptation à chaque ports (S_{11} et S_{22}).

Ce niveau de couplage peut sembler étonnant en comparaison des couplages obtenus entre les IFA élémentaires (voir figure 4.19) compris typiquement entre -5 et -7 dB. Ceci tient à la symétrie de la structure et à la topologie du réseau d'alimentation. Considérons l'une des IFA élémentaires. En raison de la symétrie de la structure et en vertu du théorème de réciprocité, elle est couplée identiquement avec l'antenne qui la précède et l'antenne qui la suit. Ces deux antennes sont reliées au même accès via le réseau d'alimentation, or les signaux en provenance des deux IFA opposées sont recombinaés en opposition de phase par le réseau, de sorte qu'ils s'annulent mutuellement. Ainsi un signal issu de l'un des accès qui se propagerait par couplage entre IFA adjacentes à l'autre accès, serait annulé par interférence destructive dans le réseau de l'autre accès. Ce raisonnement peut être tenu pour chacune des IFA élémentaires. Ceci explique que le couplage soit quasiment nul entre les deux accès.

5.3. Antenne M51 avec alimentation en quadrature (mode Q)

5.3.1. Topologie du réseau

Dans cette configuration, les quatre IFA sont alimentées avec une amplitude égale en quadrature de phase selon le principe suivi au chapitre (4). Cependant les deux accès correspondent à des rotations de la phase de sens opposés. L'un des accès correspond à des phases décroissantes, l'autre accès correspond à des phases croissantes, selon le tableau suivant :

5.3. Antenne M51 avec alimentation en quadrature (mode Q)

Port de la structure N°	1	2	3	4
Accès 1	0°	-90°	-180°	-270°
Accès 2	-270°	-180°	-90°	0°

L'alimentation de l'antenne M51 par cette topologie de réseau sera désignée comme étant le fonctionnement en *mode Q*.

Une telle alimentation peut être réalisée matériellement par la topologie illustrée à la figure (5.10).

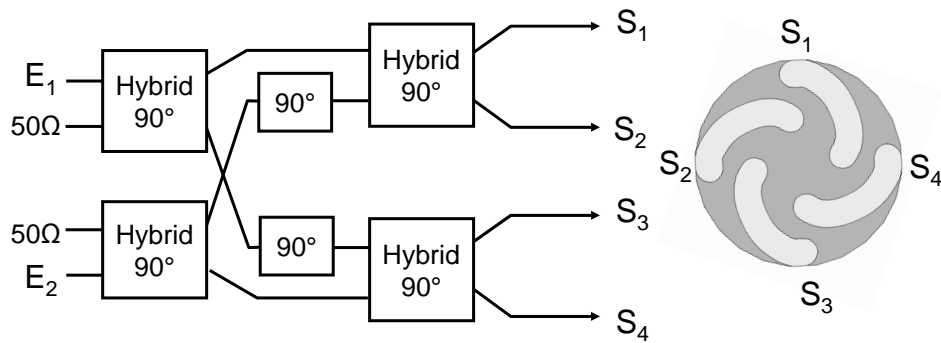


FIG. 5.10.: Réseau d'alimentation double accès en quadrature

Les déphasages en quadrature sont réalisés par des coupleurs hybrides symétriques. Chaque coupleur dispose de deux entrées et de deux sorties. Chaque entrée divise le signal de façon égale entre ses deux sorties. La sortie opposée à une entrée donnée présente un retard de phase de 90°. Ainsi selon l'entrée choisie, le déphasage de 90° entre les sorties est permuté. Ce principe est notamment utilisé pour la réalisation de matrices de Butler [91].

Un croisement de ligne nécessite la réalisation du réseau en technologie multicouche.

5.3.2. Diagrammes de rayonnement

On présente les caractéristiques de rayonnement obtenues dans le cas d'un réseau idéal selon la topologie présentée à la figure (5.10). Celles-ci sont obtenues par simulation EM de la structure rayonnante présentée à la section 4.4.1 du chapitre 4.

La figure 5.11 présente les diagrammes de directivité pour chacun des accès. La directivité pour l'accès 2 est identique à celle qui a été présentée à la figure (4.39) puisqu'il s'agit du même type d'alimentation. On vérifie que les deux accès présentent des rayonnements isotropes en puissance avec une variation maximum d'environ 5dB sur l'ensemble du diagramme.

5. Antenne isotrope à double polarisation

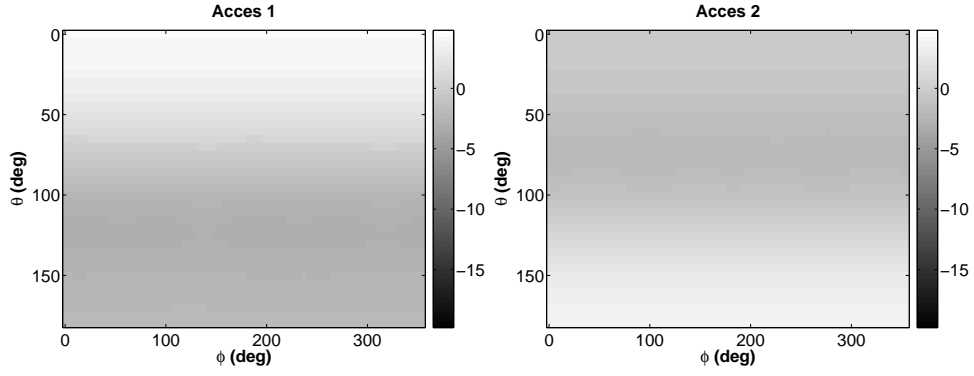


FIG. 5.11.: Directivité totale sur chacun des deux accès.

La figure 5.12 présente les diagrammes de directivité décomposés en polarisation circulaire droite \vec{E}_{PCD} et gauche \vec{E}_{PCG} pour chaque accès. Lorsqu'elle est alimentée par l'accès N°1, l'antenne rayonne en polarisation circulaire droite dans l'hémisphère supérieur et en polarisation gauche dans l'hémisphère inférieur. Lorsqu'elle est alimentée par l'accès N°2, les sens de polarisation circulaire sont permutés. Ainsi l'antenne peut recevoir ou émettre dans chaque hémisphère selon les deux états de polarisation.

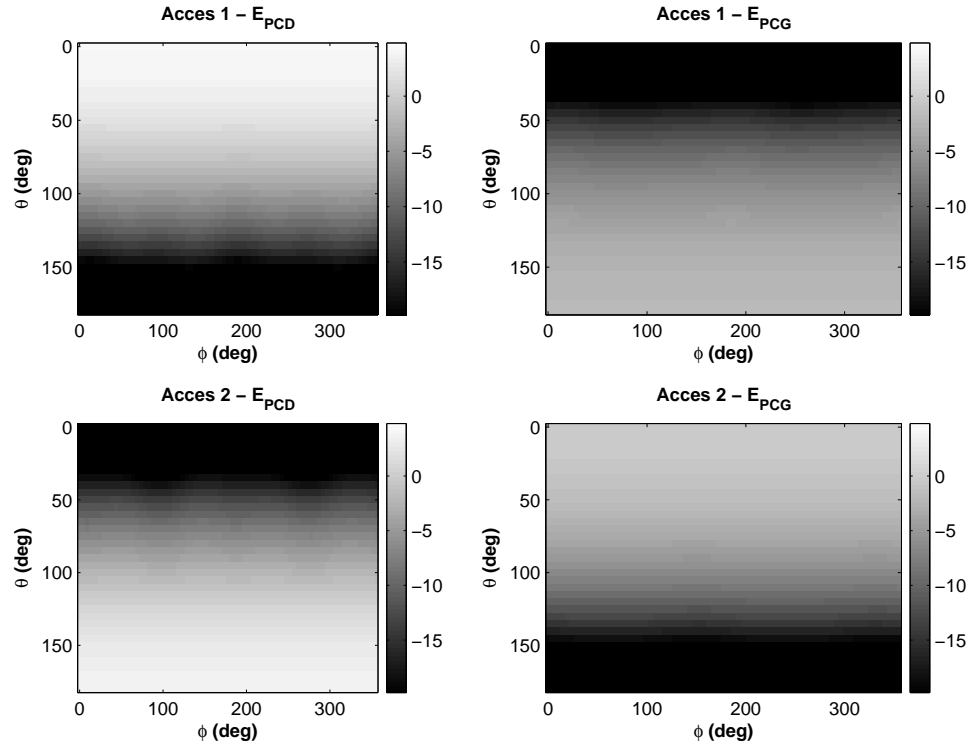


FIG. 5.12.: Directivité selon les composantes E_{PCD} et E_{PCG} pour les deux accès.

Dans un scénario où l'antenne serait utilisée pour assurer la transmission avec un dispositif en déplacement et dont l'inclinaison varie fréquemment ou rapidement, par exemple un capteur fixé au poignet d'un utilisateur ou un ballon en rotation sur lui-même, la configuration en mode Q peut se révéler plus avantageuse que la configuration en mode X.

En effet, en mode Q, la réception en polarisation circulaire rend la communication insensible aux rotations autour de la direction de visée directe qui sont susceptibles de se produire fréquemment dans ce contexte, par exemple lorsque l'utilisateur du terminal pivote son poignet. La commutation d'un accès sur l'autre est alors nécessaire uniquement lorsque le dispositif passe d'un hémisphère à l'autre par rapport au repère de l'antenne, ce que l'on peut supposer se produire moins fréquemment.

En revanche, en mode X, une rotation de 360° autour de la ligne de visée, qui est susceptible de se produire rapidement dans ce contexte, nécessite 4 commutations successives de la polarisation de E_θ à E_ϕ et inversement afin d'assurer le suivi de la transmission.

En conséquence, dans le cadre d'une telle application, on peut supposer que le mode Q nécessiterait des commutations ou des adaptations moins fréquentes que le mode X. Son utilisation serait donc préférable.

5.3.3. Correlation

Une carte de corrélation entre les états de polarisation des deux accès, calculée à partir de l'équation (5.5), est présentée à la figure 5.13. La corrélation atteint au maximum 0.5 dans le plan de l'antenne, elle est en revanche beaucoup plus faible dans les deux hémisphères de part et d'autre. Il s'agit d'une décorrélation suffisante pour assurer une réception correcte des tous les états de polarisation dans toutes les directions.

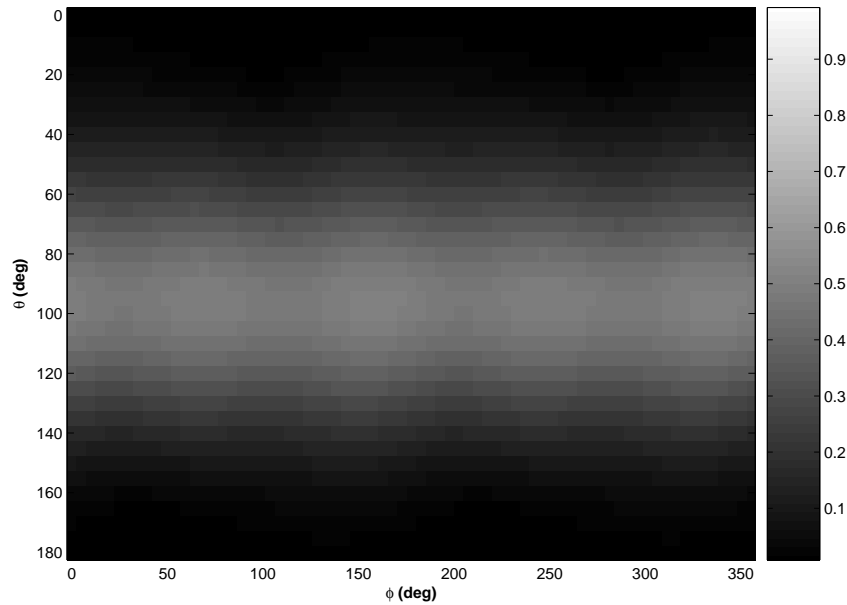


FIG. 5.13.: Diagramme de rayonnement en

5. Antenne isotrope à double polarisation

Le calcul des corrélations de diagramme grâce aux relations (5.6) et (5.7) donne les valeurs numériques :

ρ	$\bar{\Gamma}$
0.006	0.28

La moyenne des valeurs absolues des corrélations est plus faible que dans le cas du mode X. Cette configuration est plus adaptée à notre contexte d'application.

5.3.4. Couplage

Selon le principe proposé à la section 5.2.4, une simulation circuit est réalisée à partir du réseau schématisé à la figure 5.14 afin d'évaluer le couplage entre les accès dans cette configuration.

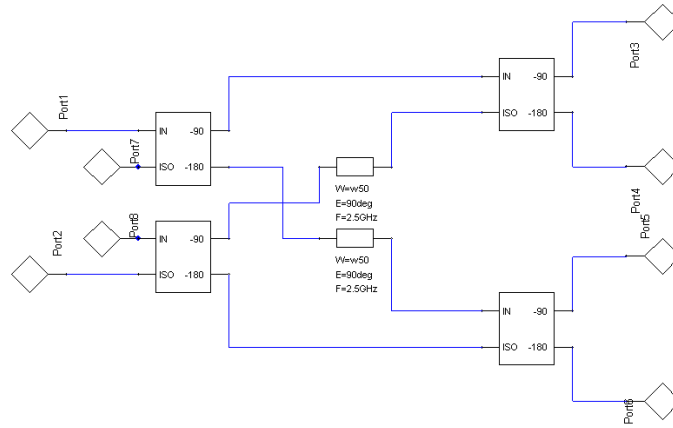


FIG. 5.14.: Schéma du réseau d'alimentation croisé à 2 accès simulé. Les ports 1 et 2 sont les accès, les ports 3 à 6 sont reliés aux IFA élémentaires, les ports 7 et 8 sont les résistances d'isolation des coupleurs hybrides.

Le couplage entre les deux accès ainsi que les pertes d'adaptation sont illustrées à la figure 5.9.

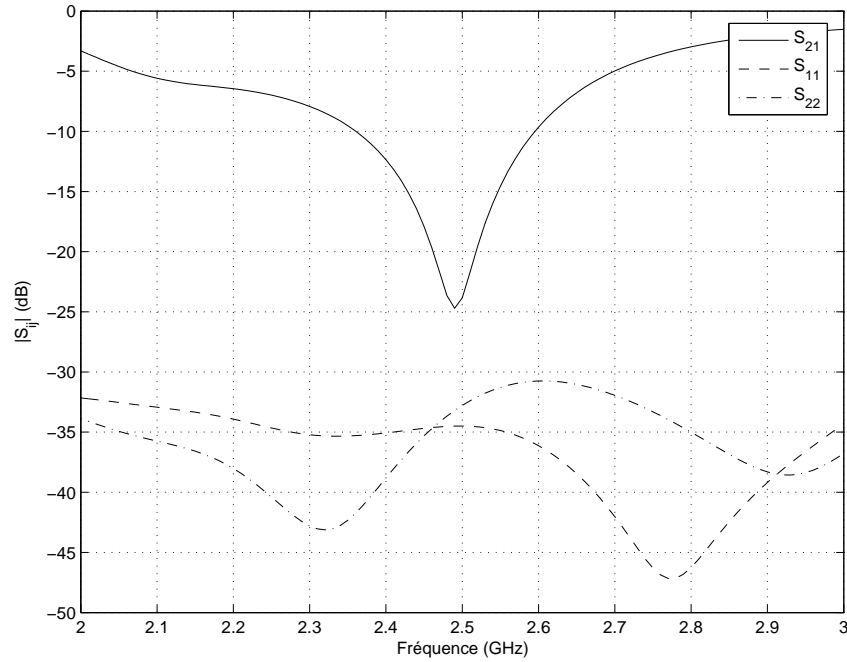


FIG. 5.15.: Couplage (S_{21}) et adaptation à chaque ports (S_{11} et S_{22}).

Les deux accès sont adaptés en impédance à -30dB dans la bande 2 à 3 GHz. Le couplage est inférieur à -10 dB entre 2.42 et 2.52 GHz. Ce qui est compatible avec une utilisation en émission sur les deux accès de l'antenne.

5.4. Comparaison des couvertures

Après avoir exposé deux configurations de l'antenne M51 en alimentation à double accès et présenté divers résultats permettant d'appréhender les principes de fonctionnement de ces deux configurations, il importe d'évaluer leurs performances dans le cadre de notre problématique et de les comparer aux solutions proposées précédemment au chapitre 4. C'est l'objectif de cette dernière section.

Nous calculons les courbes de couverture obtenues pour les deux versions de l'antenne M51 à double accès :

- La structure M51 utilisée avec le réseau croisé (M51 en mode X)
- La structure M51 utilisée avec le réseau en quadrature (M51 en mode Q)

Nous les comparons à l'antenne M51 avec réseau d'alimentation figé qui a été développé au chapitre (4).

Les couvertures sont calculées selon la méthode précisée à la section (5.1.2.4). Pour chaque antenne, deux types de recombinaison sont considérés :

- Recombinaison par sélection (SC)
- Recombinaison de type “Maximal Ratio Combining” (MRC)

5. Antenne isotrope à double polarisation

Les couvertures sont calculées en réponse à une illumination rectiligne (PR) à la figure (5.16) et à une illumination circulaire (PC) à la figure (5.17).

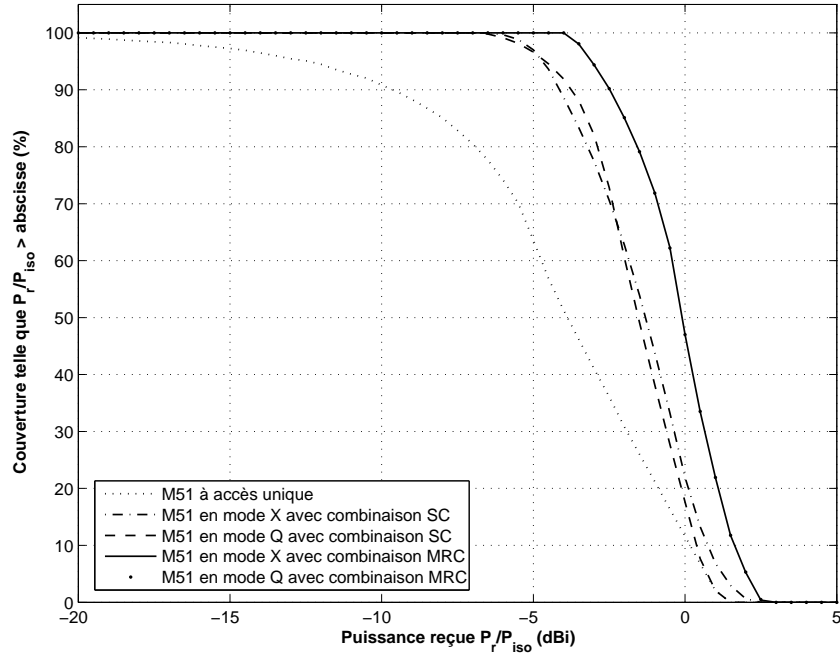


FIG. 5.16.: Couvertures pour une illumination en polarisation rectiligne (PR)

Plusieurs commentaires sont suggérés par la figure (5.16) :

1. Les deux modes (X et Q) de l'antenne M51 double accès permettent d'obtenir une couverture de 100% :
 - à -6 dBi (par rapport à l'antenne isotrope idéale) en utilisant une recombinaison par sélection (SC)
 - à -4 dBi en utilisant une recombinaison de type MRC.

Ces performances sont particulièrement intéressantes si on les compare à l'antenne M51 avec réseau figée qui permet de couvrir 90% de l'espace à -9.6 dBi.

2. Les deux réseaux X et Q obtiennent quasiment les mêmes performances en combinaison SC. Et ils obtiennent précisément les mêmes performances en combinaison MRC. En effet dans ce dernier cas, quels que soient les deux états orthogonaux dont on dispose sur chaque accès, il est possible de s'adapter parfaitement à la polarisation de l'onde incidente.
3. Pour une couverture donnée, la combinaison MRC permet de gagner entre 1.5 et 2 dB par rapport à l'utilisation de la combinaison SC.

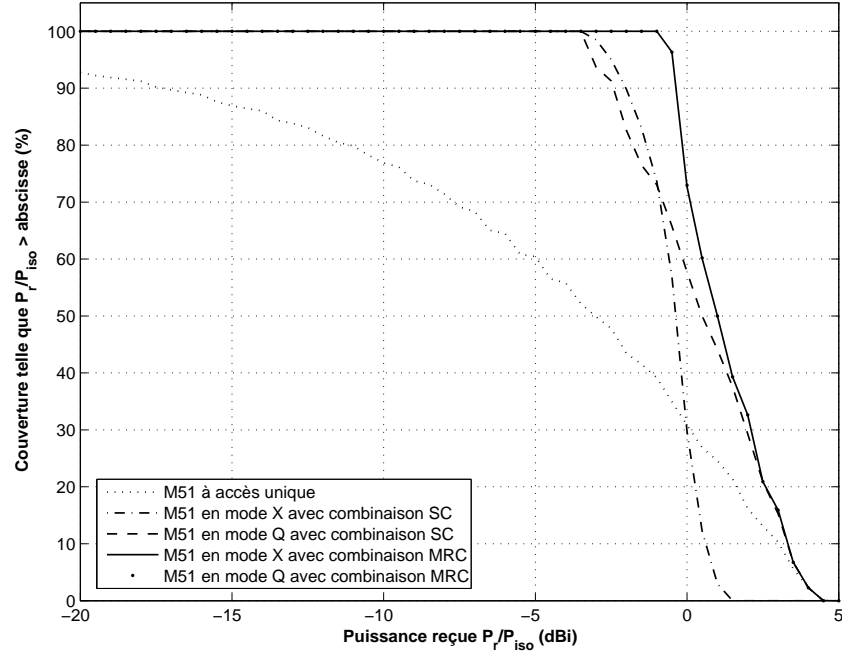


FIG. 5.17.: Couvertures pour une illumination en polarisation circulaire (PC)

Nous commentons ci-dessous la couverture pour une illumination en polarisation circulaire :

1. Une couverture de 100 % peut être obtenue :
 - à -3.4 dBi (par rapport à l'antenne isotrope idéale) en utilisant une recombinaison par sélection (SC)
 - à -1 dBi en utilisant une recombinaison de type MRC.

En comparaison l'antenne M51 avec réseau figée donne une couverture de 90% à -17 dBi. Ceci s'explique par le fait qu'elle ne couvre qu'un seul hémisphère pour un sens de polarisation circulaire donné. Alors que dans le même contexte, les antennes à double accès sont capables de commuter pour s'adapter au sens de polarisation circulaire de l'onde reçue.

2. En combinaison SC, il existe un écart appréciable entre le mode X et Q. En mode X, les diagrammes de rayonnement des deux accès sont polarisés rectilignement. Ainsi, lorsque une onde à polarisation circulaire est reçue, la sélection d'un accès ou de l'autre est équivalente. A contrario, en mode Q, les diagrammes sont polarisés circulairement en sens opposé. La sélection de l'un ou de l'autre a donc une grande importance.

5.5. Conclusion

Le principe général et les caractéristiques d'une antenne isotrope à double polarisation ont été définis. Les caractéristiques permettant de quantifier et de comparer leurs performances telles que la corrélation des diagrammes ou la couverture ont ensuite été exposées.

5. Antenne isotrope à double polarisation

Nous avons ensuite montré que la structure M51 possédait des caractéristiques particulièrement intéressantes pour une utilisation comme antenne isotrope à double polarisation. Pour cela, deux topologies de réseau permettant de recombinaison les signaux issus des quatre IFA ont été proposés et dans chaque cas, des simulations ont permis de quantifier la corrélation des diagrammes ainsi que le couplage entre accès ; elles ont validés, avec des résultats prometteurs, ces approches.

Enfin, les comparaisons des courbes de couverture montre que ces structures permettent d'obtenir une couverture de 100% avec de très bons niveaux de puissance. Notre problématique telle qu'elle a été posée au chapitre (1) est intégralement résolue par ce type d'approche.

La réalisation de prototypes d'antennes M51 à deux accès à partir des topologies de réseaux proposées constituera la prochaine phase de ce développement. Il sera en effet nécessaire de valider expérimentalement les résultats avancés au cours de ce chapitre.

Conclusion et perspectives

En résumé

Après avoir passé en revue différents domaines d'application pour lesquels des dispositifs communicants miniatures sont amenés à avoir une orientation aléatoire et changeante les uns par rapport aux autres, nous nous sommes intéressés aux problèmes de transmission radiofréquence que cela pose au niveau des antennes. L'étude du bilan de transmission de deux antennes en interaction conduit à identifier deux facteurs qui dépendent de l'orientation et de l'inclinaison des antennes : à savoir la répartition de la puissance rayonnée par les antennes dans l'espace et le phénomène de désadaptation de polarisation. Afin de rendre la transmission entre deux dispositifs indépendante de l'orientation et de l'inclinaison, il est nécessaire de disposer de deux antennes isotropes en puissance. L'une ayant un état de polarisation uniformément circulaire dans toutes les directions, l'autre antenne pouvant être uniformément rectiligne ou uniformément circulaire de même sens que la première. Nous montrons cependant que des limites physiques rendent ces deux caractéristiques inaccessibles simultanément.

Un état de l'art des meilleures structures identifiées dans la littérature a été établi. Six antennes présentant des caractéristiques de rayonnement intéressantes au sens de l'isotropie de puissance ou de l'uniformité de polarisation ont été décrites. Leurs caractéristiques de rayonnement ont été présentées et commentées. Certaines structures présentent une bonne isotropie de puissance, mais des états de polarisation hétérogènes. D'autres présentent une polarisation uniforme, mais ne sont pas isotropes en puissance. Il est alors difficile d'évaluer quel est le meilleur compromis entre ces différentes solutions. Ceci nous conduit à rechercher un critère plus global par rapport à notre contexte d'application.

Il n'existe pas dans la littérature de méthodes de caractérisation permettant de comparer les performances des antennes dans le cadre de notre problématique. Certains critères permettent de comparer l'isotropie de la puissance rayonnée des antennes mais ceux-ci ne tiennent pas compte du phénomène de désadaptation de polarisation. Aussi, nous avons mis au point un nouveau critère permettant de quantifier rigoureusement les performances des antennes par rapport à cet objectif. Il s'agit de la *fonction de couverture* et du *gain de couverture*. Ce critère intègre tous les aspects liés à la polarisation.

La fonction de couverture suppose l'antenne placée en espace libre. Afin d'étudier l'influence d'autres environnements de propagation radio sur la couverture d'une antenne, nous avons proposé une extension du critère précédent appelée *fonction de couverture effective*. Nous avons comparé la couverture effective de différentes antennes dans trois types d'environnement : l'espace libre, l'intérieur d'un bâtiment en ligne de visée directe et l'intérieur d'un bâtiment en ligne de visée obstruée. Pour cela, un modèle statistique de canal de propagation a été implémenté dans le code de calcul de la fonction de couverture. L'étude a montré que les trois environnements induisaient de fortes atténuations lors de l'orientation aléatoire des dispositifs. Le choix de l'antenne se révèle déterminant. Entre

une antenne à 13 dBi de directivité et une antenne isotrope telle qu'une combinaison de dipôle en croix, l'écart en terme de directivité pour 90% de couverture est de 21 dB en espace libre, 13 dB en intérieur en ligne de visée directe et 6 dB en intérieur en ligne de visée indirecte.

Deux structures isotropes innovantes ont été développées pour des applications faibles coût et bas débit. Celles-ci reposent sur un principe commun : la combinaison de quatre antennes IFA disposées en croix et alimentées par un réseau en amplitude égale et en quadrature de phase. La première, baptisée *antenne M51* est une antenne à facteur de forme planaire et circulaire. Sa hauteur est de 0.03λ et son diamètre est de 0.23λ soit 46% de la dimension de la meilleure antenne de l'état de l'art, à savoir la combinaison de dipôles en croix qui réalise des performances équivalentes en terme de couverture. Un prototype a été réalisé, les caractéristiques de rayonnement et la couverture mesurées valident son principe de fonctionnement. La simulation promet une efficacité totale supérieure à 50% sur sa bande de fonctionnement comprise entre 2.4 et 2.5 GHz. La mesure permet de confirmer une efficacité totale comprise entre 35% et 40% sur cette bande. L'écart est imputable à des imprécisions de réalisation dues à la méthode d'assemblage utilisée. La structure est particulièrement adaptée pour équiper un dispositif de type capteur miniature qui pourrait être disposé sous le plan de masse de l'antenne. Cette structure a fait l'objet d'un dépôt de brevet [86]. La seconde structure, baptisée *antenne Quadri-IFA* a été conçue autour d'un boîtier métallique parallélépipédique apte à renfermer un dispositif électronique autonome complet. Ses caractéristiques en terme de fonctionnement et de rayonnement sont analogues à l'antenne M51. Les deux structures présentent une directivité de couverture de -9 dB, ce qui équivaut aux meilleures antennes de l'état de l'art avec les avantages que leur confèrent leur miniaturisation et leurs possibilités d'intégration.

L'utilisation d'antennes à deux accès semble être une solution efficace pour dépasser, en terme de couverture, les limites physiques inhérentes aux antennes usuelles. L'approche suivie précédemment pour la caractérisation et la conception d'antennes isotropes a donc été prolongée dans le cas d'antennes à deux accès. Le principe d'une antenne isotrope à double polarisation orthogonale a été présenté. La définition et la mise en oeuvre de la fonction de couverture ont été étendues afin de les caractériser et de les comparer aux antennes précédentes. Il a ensuite été montré que la structure M51 proposée ci-dessus pouvait, moyennant l'utilisation de nouvelles topologies de réseau d'alimentation à deux accès, être efficacement utilisée comme une antenne isotrope à double polarisation. Les caractéristiques de rayonnement et de couplage obtenues en simulation sont très encourageantes. La réalisation de prototypes selon ces principes sont à envisager afin de valider expérimentalement ces configurations. Le calcul des fonctions de couverture a montré que l'antenne M51 utilisée en double accès permettait d'obtenir une couverture de 100% avec une directivité comprise entre -6 et -1 dBi selon le type d'algorithme de recombinaison utilisé et le choix de la polarisation. Ces performances, si elles étaient confirmées expérimentalement, seraient remarquables par rapport aux -9 dBi à 90% de couverture obtenues par les antennes à accès unique et permettraient de considérer que la problématique, objet de ce travail, a été résolue.

Perspectives

Limites physique d'isotropie

Divers arguments topologiques ont permis de montrer qu'une antenne isotrope avec un état de polarisation uniforme n'est pas réalisable. Nous avons présenté les antennes existantes dans la littérature qui s'en approchent le plus. Cependant, il n'a pas été donné de limites théoriques quantitatives au problème, telle qu'une fonction de couverture théorique maximale. De telles limites permettraient de déterminer si les antennes identifiées constituent déjà un optimum ou, le cas échéant, dans quelle mesure il est possible d'envisager une structure plus performante.

Le rayonnement d'une antenne quelconque de dimension finie peut être décomposé en un développement d'ondes harmoniques sphériques [42, 50]. Or il existe une relation entre la taille d'une antenne et l'ordre maximum de son développement en onde harmoniques sphérique [42]. Les antennes miniatures peuvent ainsi se décomposer sur les premiers ordres seulement. Une étude systématique des combinaisons d'ondes harmoniques sphériques de premiers ordres pourrait permettre d'établir de telles limites supérieures.

Antenne isotrope à double polarisation

L'étude proposée au dernier chapitre concernant les antennes isotropes à double polarisation semble prometteuse. Deux structures permettant d'obtenir des couvertures de 100% avec des directivités de -6 à -1 dBi ont été proposées en simulation. Ces résultats doivent être validés par la réalisation de prototypes mesurés expérimentalement.

En simulation, l'antenne Quadri-IFA dont le principe de fonctionnement est similaire à celui de l'antenne M51 permet également d'obtenir une bonne couverture en tant qu'antenne isotrope à double polarisation. Ceci doit également être validé expérimentalement.

Intégration sur capteur autonome

Les deux structures présentées, l'antenne M51 et l'antenne Quadri-IFA présentent des caractéristiques intéressantes en vue d'une intégration sur un dispositif autonome, notamment pour des applications de réseaux de capteur sans fil. Un effort de développement reste cependant à fournir pour en faire des solutions "sur étagère". Des prototypes de capteurs fonctionnels intégrant l'antenne seraient à réaliser afin de démontrer les possibilités d'intégration et les performances en terme de couverture.

Une perspective expérimentale intéressante, afin de valider ce travail de conception et de caractérisation, serait la réalisation de deux prototypes de démonstration d'antennes M51 et Quadri-IFA utilisées dans leur version à double accès, intégrées sur une partie électronique réalisant, d'une part, les fonctions de recombinaison du signal RF nécessaires à l'utilisation avec deux accès et, d'autre part, une fonction d'émetteur-récepteur radio. Cette partie électronique peut être intégrée sous le plan de masse dans le cas de l'antenne M51 ou à l'intérieur du boîtier dans le cas de l'antenne Quadri-IFA.

La validation expérimentale consisterait alors à faire communiquer les deux dispositifs ensemble et à montrer que la puissance transmise resterait constante quelles que soient leurs orientations relatives.

Antenne isotrope multibande ou ultra large bande

L'ensemble de notre démarche, de la théorie à la conception de l'antenne, repose sur une étude en régime harmonique du champ rayonné. L'état de l'art révèle que plusieurs structures à couverture large reposent sur un déphasage en quadrature de plusieurs éléments. C'est également le cas des structures M51 ou Quadri-IFA. Il est difficile de maintenir un déphasage rigoureusement constant sur une large bande de fréquence, la couverture peut alors se dégrader autour de la fréquence centrale.

A court terme, il serait nécessaire d'étudier la faisabilité, les limites et les solutions permettant de maintenir les caractéristiques de rayonnement, et donc la couverture, constantes sur une bande de fréquence aussi large que possible, voir sur de multiples bandes. Ce type d'antennes pourrait s'avérer utile pour les applications de radios opportunistes capables de recevoir et d'émettre sur une bande de fréquence choisie dynamiquement dans un très large spectre en fonction des ressources spectrales disponibles [98, 99].

Une perspective plus ambitieuse encore serait de reprendre l'étude de la couverture dans le domaine temporel et d'étudier les besoins et la faisabilité d'antennes isotropes ultra large bande. En effet, pour les antennes ULB classiquement utilisées, il apparaît que la puissance rayonnée, mais également les caractéristiques de la réponse impulsionnelle varient de façon conséquente en fonction de la direction de la ligne de visée et de l'angle d'inclinaison des antennes par rapport à celle-ci.

Une méthodologie du type de celle développée dans cette étude devrait permettre de caractériser globalement la couverture de telles antennes pour toutes les orientations en calculant leurs courbes de couverture en fonction des caractéristiques propres aux impulsions transmises telles que, par exemple, leur maximum d'énergie, leur étalement ou leur déformation.

De telles antennes pourraient trouver leurs applications dans les systèmes radio en régime impulsionnel conformes aux futures normes de transmission de données haut débit à courte portée [100] ou bien pour les systèmes de localisation ULB basés sur la mesure des temps de vol [101, 102, 103].

Bibliographie

- [1] E. Kaasinen, K. Rentto, V. Ikonen, and P. Valkkynen, “Mimosa initial usage scenarios - deliverable report - wp1 - d1.1 version 1.0,” tech. rep., European project IST-MIMOSA, <http://www.mimosa-fp6.com/>, 2004.
- [2] D. DeRossi and A. Lymberis, “Guest editorial new generation of smart wearable health systems and applications,” *Information Technology in Biomedicine, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 293–294, Sept. 2005.
- [3] B. Delaney, “On the trail of the shadow woman : the mystery of motion capture,” vol. 18, pp. 14 – 19, 1998.
- [4] D. Fontaine, D. David, and Y. Caritu, “Sourceless human body motion capture,” in *Int. Smart Objects Conference (SOC), Grenoble, France*, 2003.
- [5] I. F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, “Wireless sensor networks : a survey,” *Computer Networks*, vol. 38, pp. 393 – 422, 2002.
- [6] D. Puccinelli and M. Haenggi, “Wireless sensor networks : applications and challenges of ubiquitous sensing,” *Circuits and Systems Magazine, IEEE*, vol. 5, no. 3, pp. 19–31, 2005.
- [7] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. Wiley, 1974.
- [8] R. G. Vaughan and J. B. Andersen, “Antenna diversity in mobile communications,” *IEEE Trans. Vehicular Technol*, vol. 36, pp. 147 – 172, 1987.
- [9] M. R. Andrews, P. P. Mitra, and R. deCarvalho, “Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization,” *Nature*, vol. 409, p. 316, 2001.
- [10] J. T. Bernhard, “Reconfigurable antennas and apertures : State-of-the-art and future outlook,” in *Proc. SPIE Conf. on Smart Electronics, MEMS, BioMEMS, and Nanotechnology*, vol. 5055, pp. 1 – 9, 2003.
- [11] L. C. Godara, “Applications of antenna arrays to mobile communications, part i : Performance improvement, feasibility, and system considerations,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 7, pp. 1031 – 1060, 1997.
- [12] L. C. Godara, “Applications of antennas arrays to mobile communications, part ii : Beam-forming and direction of arrival consideration,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195–1245, 1997.
- [13] A. Goldsmith and S. Wicker, “Design challenges for energy-constrained ad hoc wireless networks,” *Wireless Communications, IEEE [see also IEEE Personal Communications]*, vol. 9, no. 4, pp. 8–27, 2002.
- [14] G. J. Pottie and W. J. Kaiser, “Wireless integrated network sensors,” *Communications of the ACM*, vol. 43, no. 5, pp. 51 – 58, 2000.
- [15] “Test plan for mobile station over the air performance - revision 2.1,” tech. rep., CTIA Certification, <http://www.ctia.org/certification/>, 2005,.

- [16] M. D. Foegelle, "Antenna pattern measurement : Concepts and techniques," *Compliance Engineering*, 2006.
- [17] C. M. Desantis and F. Schwering, "Spherical antennas having isotropic radiation patterns," *US Patent*, no. 4185289, 1980.
- [18] T. E. Roberts and Y. Hwang, "Near isotropic circularly polarized antenna," *US Patent*, no. 4958162, 1990.
- [19] D. Bugnolo, "A quasi-"isotropic" antenna in the microwave spectrum," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 10, no. 4, pp. 377–383, 1962.
- [20] "Em250 - zigbee system-on-chip - fact sheet," tech. rep., Ember, <http://www.ember.com>, 2006.
- [21] "Application note an040 : Folded dipole antenna for cc2400, cc2420, cc2430 and cc2431," tech. rep., Chipcon Products from Texas Instrument, <http://www.chipcon.com/>, 2006.
- [22] "Bluetooth radio transceiver stlc2150 datasheet," tech. rep., ST Microelectronics, <http://www.st.com>, 2004.
- [23] "Cc2431 product information - zigbee/ieee 802.15.4 solution with location estimation capability," tech. rep., Chipcon Products from Texas Instrument, <http://www.chipcon.com/>, 2006.
- [24] D. Paret, *Application en identification radiofréquence et cartes à puce sans contact*. 2003.
- [25] K. Finkenzeller, *RFID Handbook : Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification*. Wiley, 2003.
- [26] R. H. Clarke, D. Twede, J. R. Tazelaar, and K. K. Boyer, "Radio frequency identification (rfid) performance : The effect of tag orientation and package contents," *Packaging Technology and Science*, vol. 19, pp. 45–54, 2006.
- [27] P. Foster and R. Burberry, "Antenna problems in rfid systems," in *RFID Technology (Ref. No. 1999/123)*, *IEE Colloquium on*, pp. 3/1–3/5, 1999.
- [28] B. Floyd, S. Reynolds, U. Pfeiffer, T. Zwick, T. Beukema, and B. Gaucher, "Sige bipolar transceiver circuits operating at 60 ghz," *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 40, pp. 156–167, Jan. 2005.
- [29] C. Doan, S. Emami, D. Sobel, A. Niknejad, and R. Brodersen, "Design considerations for 60 ghz cmos radios," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 42, pp. 132–140, Dec. 2004.
- [30] K. Sato, T. Manabe, T. Ihara, H. Saito, S. Ito, T. Tanaka, K. Sugai, N. Ohmi, Y. Murakami, M. Shibayama, Y. Konishi, and T. Kimura, "Measurements of reflection and transmission characteristics of interior structures of office building in the 60-ghz band," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, pp. 1783–1792, Dec. 1997.
- [31] A. Kajiwara, "Effects of polarization, antenna directivity, and room size on delay spread in los indoor radio channel," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 169–175, Feb. 1997.
- [32] M. Williamson, G. Athanasiadou, and A. Nix, "Investigating the effects of antenna directivity on wireless indoor communication at 60 ghz," in *Personal, Indoor and*

- Mobile Radio Communications, 1997. 'Waves of the Year 2000'. PIMRC '97., The 8th IEEE International Symposium on*, vol. 2, pp. 635–639 vol.2, 1-4 Sept. 1997.
- [33] C. A. Balanis, *Antenna Theory - Analysis and Design*. Wiley, 2nd ed., 1997.
 - [34] J. D. Kraus and R. J. Marhefka, *Antennas*. McGraw-Hill, 2001.
 - [35] S. J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*. <http://www.ece.rutgers.edu/orfanidi/ewa/>, 2004.
 - [36] J. N. Damask, *Polarization Optics In telecommunications*. Springer, 2004.
 - [37] R. F. Harrington, *Time-Harmonic Electromagnetic Fields*. IEEE Press, 2001.
 - [38] M. Bruneau, *Manuel d'acoustique fondamentale*. Hermès, 1998.
 - [39] H. Matzner and K. McDonald, "Isotropic radiators," *Arxiv preprint physics/0312023, 2003 - arxiv.org*, 2003.
 - [40] H. Matzner, M. Milgrom, and S. Shtrikman, "Magnetolectric symmetry and electromagnetic radiation," *Ferroelectrics*, vol. 161, 1994.
 - [41] H. Matzner, M. Milgrom, and S. Shtrikman, "A study of finite size power isotropic radiators," in *Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1995., Eighteenth Convention of*, pp. 1.4.1/1–1.4.1/5, 7-8 March 1995.
 - [42] A. Z. Fradin, "A method of synthesis of a radiator with a maximum tendency to the isotropic," *Radio Engineering and Electronic Physics*, vol. 8, pp. 759 – 764, 1963.
 - [43] H. F. Mathis, "A short proof that an isotropic antenna is impossible," in *Proc. of the I.R.E.*, vol. 39, p. 970, 1951.
 - [44] H. F. Mathis, "On isotropic antenna," in *Proc. of the I.R.E.*, vol. 42, p. 1810, 1954.
 - [45] L. E. J. Brouwer, "On continuous vector distributions on surfaces," vol. 11, pp. 850 – 858, 1909.
 - [46] M. Eisenberg and R. Guy, "A proof of the hairy ball theorem," *American Mathematical Monthly*, vol. 86, pp. 571–574, 1979.
 - [47] J. Milnor, "Analytic proofs of the "hairy ball theorem" and the brouwer fixed point theorem," *American Mathematical Monthly*, vol. 85, pp. 521–524, 1978.
 - [48] P. Potter, "Application of spherical wave theory to cassegrainian-fed paraboloids," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 15, no. 6, pp. 727–736, 1967.
 - [49] D. Pozar, D. Schaubert, and R. McIntosh, "The optimum transient radiation from an arbitrary antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 32, no. 6, pp. 633–640, 1984.
 - [50] A. C. Ludwig, "Near-field far-field transformations using spherical-wave expansions," *IEEE Trans. Antenna and Propagation*, no. 2, pp. 214 – 220, 1971.
 - [51] G. H. Brown, "The "turnstile" antenna," *Electronics*, vol. 9, p. 15, 1936.
 - [52] S. Darwish, K. Hussein, and H. Mansour, "Circularly polarized crossed-dipole turnstile antenna for satellites," in *Radio Science Conference, 2004. NRSC 2004. Proceedings of the Twenty-First National*, pp. B17–1–15, 2004.
 - [53] T. A. Milligan, *Modern Antennas Design*. IEEE Press - Wiley, 2005.
 - [54] "Cst microwave studio 2006, <http://www.cst.com>," 2006.
 - [55] M. Kesauer, "An inexpensive external gps antenna," *QST*, <http://www.arrl.org/qst/>, vol. 10, pp. 36–39, 2002.

- [56] L. Rudant and C. Delaveaud, "Small printed magnetic dipole," in *11th International Symposium on Antenna Technology and Apply Electromagnetics (ANTEM 2005)*, 2005.
- [57] R. J. F. Guertler, "Isotropic transmission-line antenna and its toroid-pattern modification," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 25, no. 3, p. 386, 1977.
- [58] C. A. Balanis, *Advanced Engeneering Electromagnetics*. 1989.
- [59] T. Tsukiji and Y. Kumon, "On a modified transmission line type antenna," in *Antennas and Propagation, 1991. ICAP 91., Seventh International Conference on (IEE)*, pp. 38–41 vol.1, 1991.
- [60] K. Sato, "Characteristics of a planar inverted-f antenna on a rectangular conducting body," *Electronics and Communications in Japan*, vol. 72, pp. 43 – 51, 1989.
- [61] A. Adams, R. Greenough, R. Wallenberg, A. Mendelovicz, and C. Lumjiak, "The quadrifilar helix antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 22, no. 2, pp. 173–178, 1974.
- [62] J. Tranquilla and S. Best, "A study of the quadrifilar helix antenna for global positioning system (gps) applications," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 10, pp. 1545–1550, 1990.
- [63] J. S. Izadian, "Qfha antennas for satellite radio and mobile phone applications," tech. rep., AntennEM Communication LLC.
- [64] R. C. Johnson, *Antenna Engineering Handbook*. McGraw-Hill, mcgrawhill ed., 1993.
- [65] C. Delaveaud, P. Leveque, and B. Jecko, "New kind of microstrip antenna : the monopolar wire-patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 30, no. 1, pp. 1–2, 1994.
- [66] C. Delaveaud, P. Leveque, and B. Jecko, "Small-sized low-profile antenna to replace monopole antennas," *Electronics Letters*, vol. 34, no. 8, pp. 716–717, 1998.
- [67] J. Rasinger, A. Scholtz, W. Pichler, and E. Bonek, "A new enhanced-bandwidth internal antenna for portable communication systems," in *Vehicular Technology Conference, 1990 IEEE 40th*, pp. 7–12, 1990.
- [68] K. Virga and Y. Rahmat-Samii, "Low-profile enhanced-bandwidth pifa antennas for wireless communications packaging," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 10, pp. 1879–1888, 1997.
- [69] A. Sharaiha, C. Terret, and J. Blot, "Printed quadrifilar resonant helix antenna with integrated feeding network," *Electronics Letters*, vol. 33, no. 4, pp. 256–257, 1997.
- [70] A. Sharaiha and J. Louvigue, "Antenne hélice à brins de largeur variable, fr 2 814 286 - a1," *Brevet Français*, 2000.
- [71] K. Koob, "'isotropy" and antenna gain," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1974*, vol. 12, pp. 87–88, 1974.
- [72] P. Reddy, V. Lakshmeesha, and S. Pal, "Isotropy as an antenna parameter," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 26, no. 6, pp. 891–893, 1978.
- [73] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Characterization of the coverage uniformity of an antenna based on its far-field," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium 2005*, vol. 1B, pp. 500–503 vol. 1B, 2005.

- [74] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Characterization of the isotropic coverage of wireless communication antennas," *Submitted to publication to IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2006.
- [75] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Artech House, 2001.
- [76] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Evaluation of the coverage of an antenna in a multipath environment based on its farfield," in *36th European Microwave Conference (EuMW-2006)*, Manchester, 2006.
- [77] J. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, 2001.
- [78] C.-F. Yang, B.-C. Wu, and C.-J. Ko, "A ray-tracing method for modeling indoor wave propagation and penetration," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 6, pp. 907–919, 1998.
- [79] Q. Spencer, B. Jeffs, M. Jensen, and A. Swindlehurst, "Modeling the statistical time and angle of arrival characteristics of an indoor multipath channel," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 18, no. 3, pp. 347–360, 2000.
- [80] T. Zwick, C. Fischer, D. Didascalou, and W. Wiesbeck, "A stochastic spatial channel model based on wave-propagation modeling," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 18, no. 1, pp. 6–15, 2000.
- [81] T. Zwick, C. Fischer, and W. Wiesbeck, "A stochastic multipath channel model including path directions for indoor environments," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 20, no. 6, pp. 1178–1192, 2002.
- [82] A. Saleh and R. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 5, no. 2, pp. 128–137, 1987.
- [83] J. Liberti and T. Rappaport, "A geometrically based model for line-of-sight multipath radio channels," in *Vehicular Technology Conference, 1996. 'Mobile Technology for the Human Race', IEEE 46th*, vol. 2, pp. 844–848 vol.2, 1996.
- [84] H. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, pp. 1479–1484, Dec. 1947.
- [85] H. Wheeler, "Small antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988]*, vol. 23, pp. 462–469, Jul 1975.
- [86] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Antenne passive isotrope et capteur de mesure associé," *Brevet français, dépôt en cours sous le N° 06 53071*, 2006.
- [87] "Ansoft designer 3.0." <http://www.ansoft.com/ansoftdesigner/>, 2005.
- [88] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 2005.
- [89] "Agilent advanced design system 2004a." <http://eesof.tm.agilent.com>, 2004.
- [90] "Datasheet ultra-small ceramic power splitter/combiner qcn-27," tech. rep., Mini-circuit, <http://www.minicircuits.com>, 2006.
- [91] R. Hansen, *Phased Array Antennas*. Wiley, 1998.
- [92] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenne Handbook, 2nd Edition*. Artech House, 2005.
- [93] L. Rudant, "Antennes combinées et diversité," tech. rep., Mémoire de DRT, CEA-LETI / INP Grenoble, 2004.
- [94] K. Fujimoto and J. James, *Mobile Antenna Systems Handbook, Second Edition*. Artech House, 2000.

- [95] M. Huchard, C. Delaveaud, and S. Tedjini, "Comparative study of multiport antennas for full isotropic dual polarization coverage," in *European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Nice*, 2006.
- [96] J.-S. Kim, K.-H. Shin, S.-M. Park, W.-K. Choi, and N.-S. Seong, "Polarization and space diversity antenna using inverted-f antennas for rfid reader applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 5, pp. 265–268, 2006.
- [97] R. Vaughan and J. B. Andersen, *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. IEE, 2003.
- [98] S. Mangold, Z. Zhong, K. Challapali, and C.-T. Chou, "Spectrum agile radio : radio resource measurements for opportunistic spectrum usage," in *Global Telecommunications Conference, 2004. GLOBECOM '04. IEEE*, vol. 6, pp. 3467–3471 Vol.6, 29 Nov.-3 Dec. 2004.
- [99] S. Shankar, C.-T. Chou, K. Challapali, and S. Mangold, "Spectrum agile radio : capacity and qos implications of dynamic spectrum assignment," in *Global Telecommunications Conference, 2005. GLOBECOM '05. IEEE*, vol. 5, p. 7pp., 28 Nov.-2 Dec. 2005.
- [100] N. Daniele, M. Pezzin, S. Derivaz, J. Keignart, and P. Rouzet, "Principle and motivations of uwb technology for high data rate wpan applications," in *Proceedings of Smart Objects Conference - grenoble-soc.com*, 2003.
- [101] K. Pahlavan, X. Li, and J. Makela, "Indoor geolocation science and technology," *Communications Magazine, IEEE*, vol. 40, pp. 112–118, Feb. 2002.
- [102] R. J. Fontana and S. J. Gunderson, "Ultra-wideband precision asset location system," in *IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, 2002.
- [103] B. Denis, J. Keignart, and N. Daniele, "Impact of nlos propagation upon ranging precision in uwb systems," in *Ultra Wideband Systems and Technologies, 2003 IEEE Conference on*, pp. 379–383, 16-19 Nov. 2003.
- [104] M. Kales, "Techniques for handling elliptically polarized waves with special reference to antennas : Part iii-elliptically polarized waves and antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 39, pp. 544–549, May 1951.
- [105] G. Sinclair, "The transmission and reception of elliptically polarized waves," *Proceedings of the IRE*, vol. 38, pp. 148–151, Feb. 1950.
- [106] "Ieee standard test procedures for antennas," tech. rep., ANSI/IEEE Std 149-1979, 1979.

Annexes

A. Les états de polarisation

Cette annexe rappelle quelques concepts de base sur la polarisation d'une onde électromagnétique en régime harmonique.

A.1. Polarisation d'une onde plane harmonique

Une onde plane en régime harmonique se propage dans une direction de propagation \vec{u} , ses champs électriques \vec{E} et magnétiques \vec{H} sont contenus dans un plan normal à la direction de propagation \vec{u} . \vec{E} et \vec{H} sont liés, de sorte que seule la connaissance de l'un des deux est nécessaire. Supposons que l'on s'intéresse à \vec{E} . Une fois connue son amplitude et sa phase, il reste une incertitude sur son orientation dans ce plan transverse. Cette indétermination est caractérisée par son état de polarisation.

La polarisation d'une onde plane dans une direction donnée est caractérisée par la projection dans le plan orthogonal à la direction de propagation, de la courbe décrite dans le temps par l'extrémité du vecteur champ électrique de l'onde rayonnée en zone lointaine.

Pour caractériser l'état de polarisation, le champ \vec{E} peut être décomposé dans une base orthonormale dans plan normal à la direction de propagation \vec{u} .

Lorsque l'on caractérise l'onde émise par une antenne, il est usuel de définir un repère sphérique ayant le centre de phase de l'antenne pour origine, les directions de l'espace sont caractérisées par les angles d'élévation et d'azimuth θ et ϕ .

On peut définir dans la direction (θ, ϕ) une base locale du plan transverse, par (u_θ, u_ϕ, u_r) tels que u_r est la direction (θ, ϕ) et :

$$\vec{u}_\theta = \frac{d\vec{u}}{d\theta} \quad \vec{u}_\phi = \frac{d\vec{u}}{d\phi} \quad (\text{A.1})$$

Supposons que l'onde harmonique se propage selon la direction \vec{u}_r , on peut alors caractériser l'onde $E(\theta, \phi)$ dans un plan transverse donné dans la base du plan (u_θ, u_ϕ) :

$$\vec{E} = E_\theta \cdot \vec{u}_\theta + E_\phi \cdot \vec{u}_\phi \quad (\text{A.2})$$

Le champ électrique peut être complètement caractérisé par un vecteur à deux composantes complexes :

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} |E_\theta| \cdot e^{-i\delta_\theta} \\ |E_\phi| \cdot e^{-i\delta_\phi} \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

Il s'agit du formalisme de Jones [36]. Ce formalisme est particulièrement adapté pour les calculs d'interactions onde-antenne et plus généralement onde-matière. Ceux-ci peuvent en effet être traités matriciellement.

A. Les états de polarisation

Afin de s'affranchir de la norme du champ électrique et ne caractériser que son état de polarisation, il est pratique de définir le vecteur unitaire de polarisation. Il s'agit du vecteur unitaire \vec{e} colinéaire à \vec{E} , il s'exprime par : [104, (35) p.548] [33, (2-69) p.69]

$$\vec{\rho} = \frac{\vec{E}}{|\vec{E}|} \quad (\text{A.4})$$

A.2. Ellipse de polarisation

Dans la direction de l'espace caractérisée par les angles (θ, ϕ) le champ \vec{E} décrit au cours du temps une ellipse dans le plan transverse (u_θ, u_ϕ) . Connaître l'état de polarisation revient à connaître les paramètres de l'ellipse.

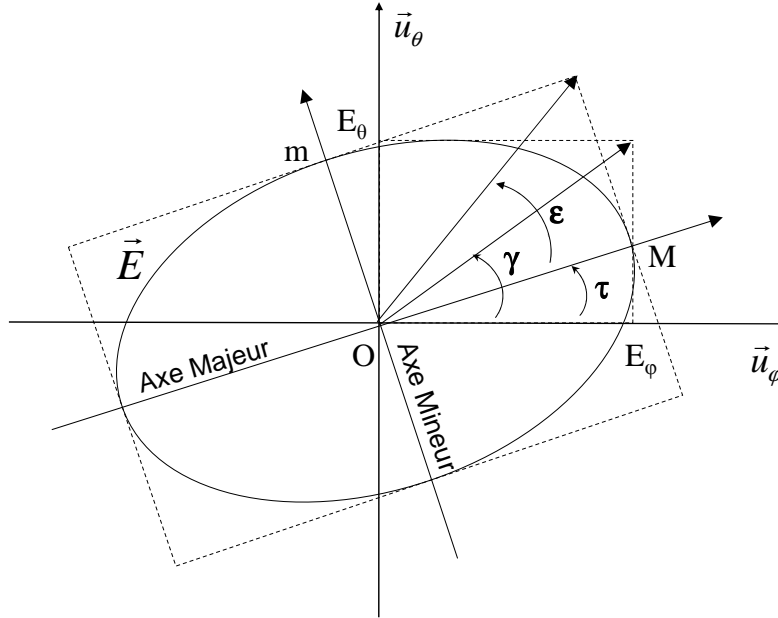


FIG. A.1.: Ellipse de polarisation d'une onde plane dans le plan transverse.

- * τ est l'angle entre E_x et le grand axe de l'ellipse, avec $0^\circ < \tau < 180^\circ$.
- * $\gamma = \text{Arctan}(E_\theta/E_\phi)$, avec $0^\circ < \gamma < +90^\circ$.
- * $\epsilon = \text{arctan}(OM/Om)$ avec $-45^\circ < \epsilon < +45^\circ$.
- * $\delta = \text{angle}(E_\theta/E_\phi)$ est le déphasage entre les composantes complexes selon les deux axes, avec $0^\circ < \epsilon < 360^\circ$.

L'état de polarisation peut être complètement caractérisé par la connaissance de deux angles de l'ellipse. Par exemple l'angle d'ellipticité et l'angle d'inclinaison.

La polarisation est également caractérisée par son rapport axial RA défini par :

$$RA = \frac{OM}{Om} \quad (\text{A.5})$$

Le rapport axial est directement liée à l'angle d'ellipticité par :

$$\epsilon = \arctan(RA) \quad (\text{A.6})$$

A.3. Réception d'une onde plane polarisée par une antenne

Le principe de réciprocité permet pour une antenne passive d'établir la correspondance entre la puissance rayonnée en émission et la sensibilité en réception. Il est donc possible connaissant le champ lointain d'une antenne en émission, de calculer d'influence exercé par une onde incidente sur cette même antenne utilisée en réception.

Soit une antenne qui, étant excitée en son port d'entrée par un courant I , rayonne un champ lointain caractérisé par son vecteur de champ électrique $\vec{E}(\theta, \phi)$ dans la direction (θ, ϕ) à la distance r de l'antenne.

On définit un vecteur appelé hauteur effective par [33] :

$$\vec{h}(\theta, \phi) = j \frac{4\pi r}{\eta k} \cdot e^{j\vec{k}\vec{r}} \cdot \frac{\vec{E}(\theta, \phi)}{I} \quad (\text{A.7})$$

k est le vecteur d'onde, η est l'impédance du vide.

En s'appuyant sur le théorème de réciprocité, Sinclair démontre dans [105] que si la même antenne fonctionne en réception et si elle est soumise à un champ électrique incident $E_i(\Omega)$ alors la tension en circuit ouvert V engendré à son port d'entrée est donnée par :

$$V = \int_{\Omega_T} \vec{E}_i(\Omega) \cdot \vec{h}(\Omega) d\Omega \quad (\text{A.8})$$

Si le champ incident est une onde plane provenant de la direction (θ, ϕ) , l'équation (A.9) s'exprime par :

$$V = \vec{E}_i(\theta, \phi) \cdot \vec{h}(\theta, \phi) \quad (\text{A.9})$$

A.4. Sphère de Poincaré

Comme il a été évoqué à la section A.2, deux angles seulement sont nécessaires pour caractériser l'ellipse de polarisation d'une onde plane quelconque. C'est également les degrés de liberté nécessaires pour localiser un point à la surface d'une sphère.

Il existe une bijection entre l'ensemble des états de polarisation d'une onde plane et une sphère. En d'autre terme, il est possible de faire correspondre les états de polarisation d'une onde à des lieux d'une sphère.

Ce type de représentation graphique des états de polarisation est connu sous le nom de sphère de Poincaré [33, 34].

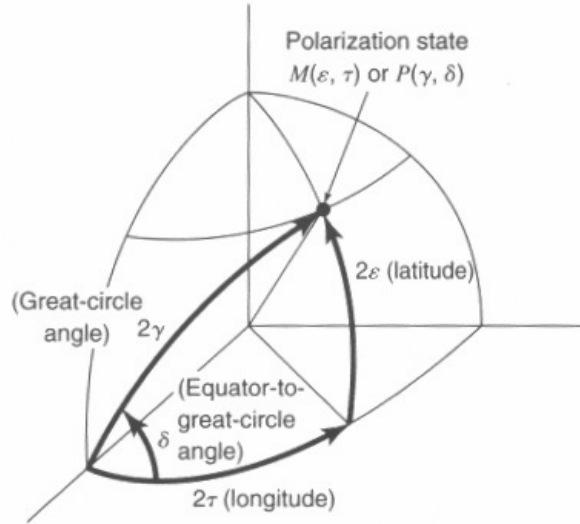


FIG. A.2.: Représentation de l'état de polarisation dans la sphère de poincaré

Chaque point de la sphère correspond à un état de polarisation unique.

Le plan équatorial, défini pour $\epsilon = 0$ représente l'ensemble des polarisations rectilignes.

Les pôles définis par $\epsilon = \pm 90$ représentent les états de polarisation circulaire.

A.5. Facteur de polarisation et sphère de Poincaré

Le facteur d'adaptation de polarisation introduit au chapitre 1 à l'équation (1.9) prend une expression particulièrement simple dans la représentation de la sphère de Poincaré. Soit M_1 et M_2 deux points de la sphère représentant les états de polarisation respectifs de deux ondes planes E_1 et E_2 , l'une représentant l'onde incidente issue de l'antenne d'émission, l'autre le champ lointain de l'antenne de réception.

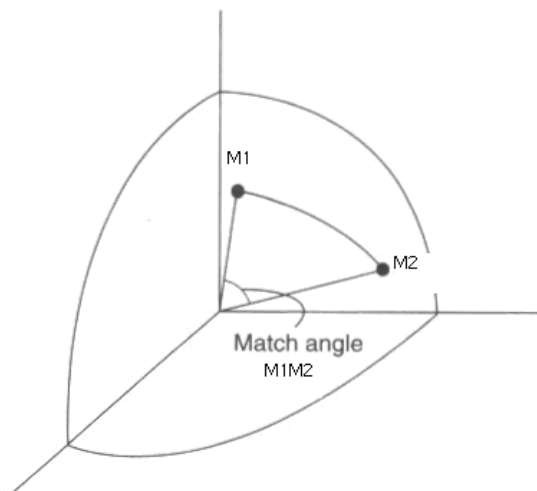


FIG. A.3.: Angle entre deux états de polarisation dans la sphère de Poincaré.

On montre alors [34] que le facteur de polarisation peut s'exprimer sous la forme :

$$e_{pol} = \cos^2 \left(\frac{\overline{M_1 M_2}}{2} \right) \quad (\text{A.10})$$

$\overline{M_1 M_2}$ est l'angle entre les vecteurs OM_1 et OM_2 . Celui-ci est représenté à la figure A.3.

Cette représentation permet de résoudre graphiquement et intuitivement les problèmes liés aux états de polarisation. On retrouve bien un comportement cohérent avec les expressions 1.13 ou 1.18. e_{pol} est maximum égal à 1 lorsque la polarisation incidente et celle de l'antenne sont confondues. Il est nul lorsque les états de polarisation sont orthogonaux, c'est-à-dire lorsque les points correspondants sont symétriques par rapport au centre de la sphère.

A. Les états de polarisation

B. Routines de manipulation du champ lointain

Nous détaillons dans cette annexe le fonctionnement de trois routines de manipulation du champ lointain utilisées lors de la phase de recherche ou d'optimisation de structure. Nous avons choisi de présenter ces routines car elles illustrent chacune à leur manière comment les propriétés du rayonnement électromagnétique peuvent être modélisées afin de fournir des fonctions utiles à appliquer dans un contexte de conception.

Diverses autres routines et codes de calcul ont été développés, notamment pour la visualisation, la caractérisation ou l'optimisation. Il n'apparaît cependant pas très utile de les documenter ici.

B.1. Génération d'un champ lointain à partir d'une distribution de courant

Nous présentons ici le fonctionnement d'un code permettant le calcul du champ lointain engendré par une distribution de courant connue.

Limites

- On se limite aux cas où la distribution de courant est contenue dans un volume fini et où l'ensemble de l'espace (à l'intérieur comme à l'extérieur du volume) est homogène et vide.
- On ne prend pas en compte la présence de matériaux diélectriques ou métalliques dans le volume qui pourraient perturber les ondes électromagnétiques. Cela revient à dire que le courant circulant dans l'antenne est porté par des fils conducteurs infiniment fins qui ne perturbent pas les ondes engendrées par diffraction ou réflexion.
- Ces limitations ne permettent pas de modéliser fidèlement une antenne réelle mais elles donnent des résultats suffisamment précis pour mener une étude préliminaire sur le rayonnement d'une structure.

Principe

Connaissant la distribution de courant $\vec{J}(x, y, z)$ dans le volume considéré pour le régime harmonique de fréquence $\omega/2\pi$, il est possible de calculer le champ lointain via la relation [35] :

$$\vec{E}(\vec{k}) = -jkZ_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iiint_V \vec{J}(\vec{r}') e^{i\vec{k}\vec{r}'} d^3\vec{r}' \quad (\text{B.1})$$

B. Routines de manipulation du champ lointain

avec

$$\vec{k} = \frac{\omega}{c} \begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\varphi) \sin(\theta) \\ \sin(\varphi) \sin(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{B.2})$$

k est le vecteur d'onde, Z_0 est l'impédance du vide, ω est la pulsation, c la célérité de la lumière dans le vide et (r, θ, ϕ) sont les coordonnées dans le repère sphérique.

Mise en oeuvre

La figure B.1 décrit le fonctionnement du programme. A gauche, on représente son diagramme fonctionnel. A droite, le déroulement est illustré sur le cas d'un dipôle demi-onde. A chaque étape de calcul, les plans de coupe des matrices de données sont représentés.

Le déroulement du calcul est linéaire en 3 étapes. La distribution de courant est codée sous forme de trois tableaux à 3 dimensions Jx , Jy et Jz .

1. Calcul par FFT 3D de la transformée de Fourier de chacun des tableaux.
2. Changement de coordonnées du repère cartésien vers le repère sphérique. La matrice représentant la composante radiale du champ devient inutile car le champ électromagnétique lointain est nécessairement transverse. Seuls deux tableaux 3D sont donc conservés à l'issue de cette étape.
3. Extraction de la sphère de rayon $|k| = \frac{\omega}{c}$ par interpolation des tableaux résultants de l'étape 2. En vertu de l'équation B.1 cette sphère de l'espace des k porte l'information correspondant au champ lointain à la pulsation ω . On obtient ainsi le champ lointain.

Lors de l'étape 3, une quantité d'information importante est perdue puisque l'on ne conserve qu'un unique plan de coupe des tableaux 3D précédents. On peut alors s'interroger sur le bien fondé, à l'étape 1, de calculer complètement les transformées de Fourier 3D des distributions de courants J . Le fait de procéder ainsi et sous réserve que les tableaux soient de taille $2n$ permet d'utiliser l'algorithme de Transformée de Fourier Rapide. Nous avons comparé cette solution avec une routine calculant directement la triple intégrale de la relation B.1 pour les points correspondant à la sphère de rayon $|k| = \frac{\omega}{c}$. Les deux méthodes sont implémentées sous Matlab. A l'usage, la méthode par FFT apparaît plus rapide : quelques secondes contre quelques minutes pour la deuxième.

B.2. Rotation du champ lointain

Ce code permet de calculer le champ lointain d'une source après une rotation quelconque de celle-ci dans le repère de l'étude tout en gardant une grille d'échantillonnage homogène.

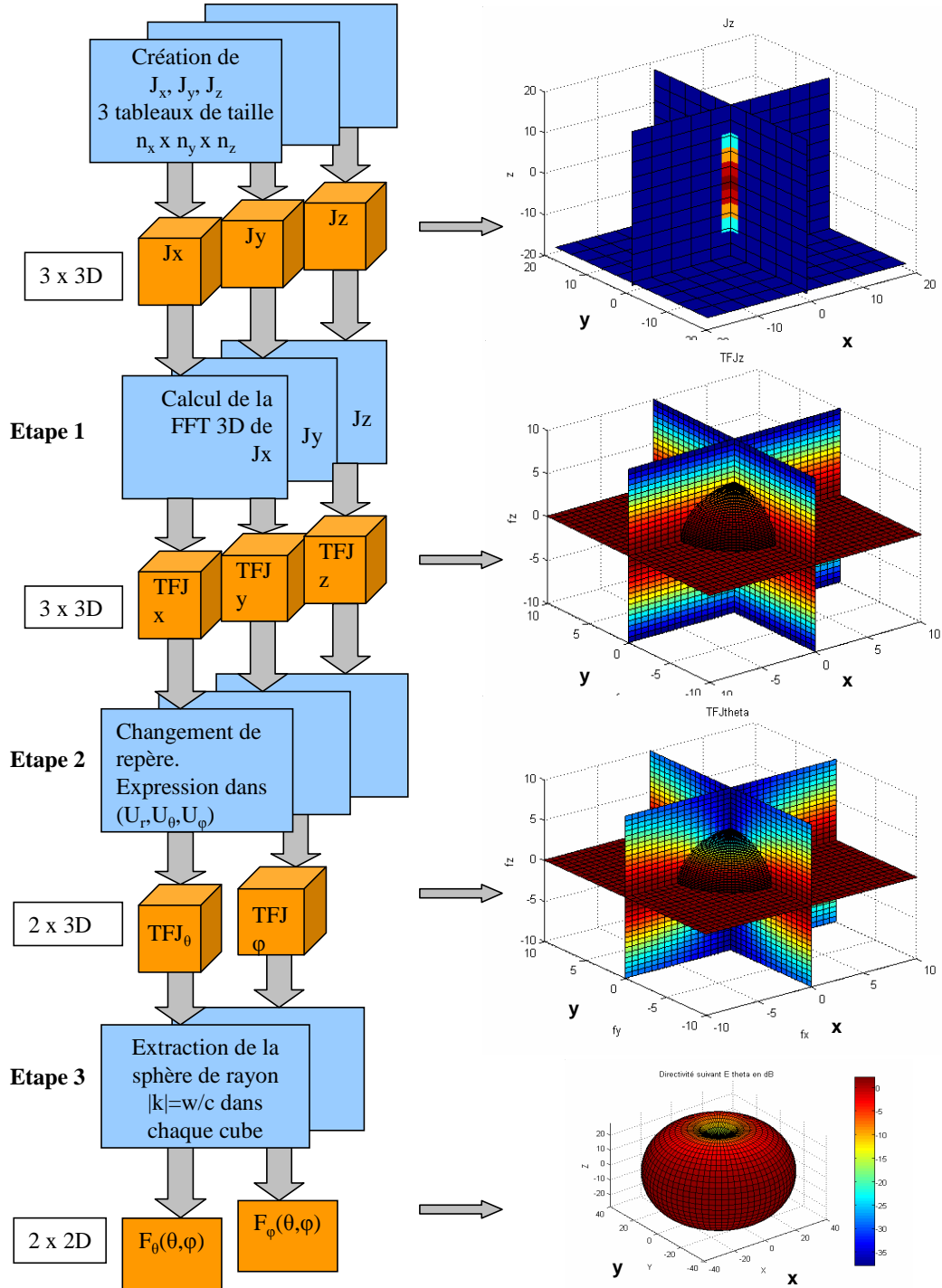


FIG. B.1.: Routine de calcul du champ lointain à partir d'une distribution de courant

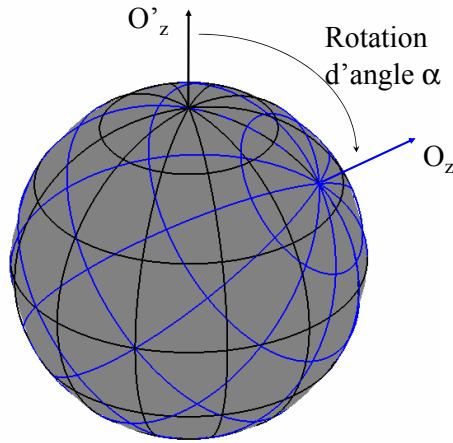


FIG. B.2.: Changement de repère sphérique lors d'une rotation du champ lointain d'un élément : En bleu, la grille d'échantillonnage (θ_i, ϕ_i) selon l'ancien repère. En noir, la grille d'échantillonnage (θ'_i, ϕ'_i) selon le nouveau repère.

Le champ lointain complet d'un élément rayonnant est donné par deux vecteurs colonnes $E_\theta(i)$ et $E_\phi(i)$ qui représentent ses 2 composantes dans la base locale (U_θ, U_ϕ) . La i -ème ligne d'un vecteur champ correspond à une direction donnée (θ_i, ϕ_i) de l'espace. L'ensemble des (θ_i, ϕ_i) forment une grille d'échantillonnage qui découpe l'espace en quartier autour de l'axe O_z . L'allure de telles grilles sont représentées en noir et bleu sur la figure B.2.

Deux problèmes différents se posent lorsque l'on souhaite réaliser une rotation du champ lointain :

1. Rééchantillonnage dans le repère global

- Le champ est initialement échantillonné aux points correspondants à la grille noire (θ'_i, ϕ'_i) (Voir figure B.2). Cela signifie que pour un indice i donné, $E_\theta(i)$ et $E_\phi(i)$ sont les composantes tangentiels du champ dans la direction (θ'_i, ϕ'_i) .
- La source subit une rotation d'angle α , les points d'échantillonnage de la grille noire (θ'_i, ϕ'_i) deviennent alors équivalents aux points (θ_i, ϕ_i) correspondants à la grille bleue.
- Les deux grilles ne se superposent pas. Il est donc nécessaire de réaliser une interpolation 2D des composantes échantillonnées dans la grille bleue afin de les réexprimer dans la grille noire de référence (θ_i, ϕ_i) .

2. Rotation des composantes vectorielles dans la base locale

Reportons nous à la figure B.3. Suite à l'interpolation précédente, le champ lointain est maintenant connu sur la nouvelle grille d'échantillonnage (grille noire). Cependant celui-ci est toujours décomposé dans l'ancienne base locale (U_θ, U_ϕ) (Base bleue).

- Il est donc nécessaire d'effectuer une rotation matricielle afin d'exprimer le champ dans la base rouge (U'_θ, U'_ϕ) . Cette opération doit être effectuée pour tout i .
- A l'issue de la transformation, le champ lointain doit être connu sur la grille (θ'_i, ϕ'_i) initiale.

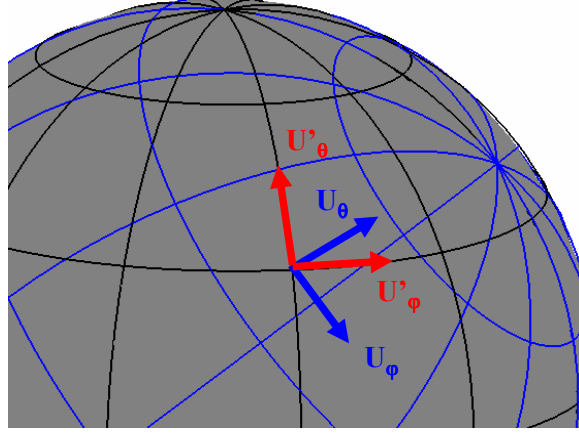


FIG. B.3.: Rotation des composantes vectorielles dans la base locale :
Passage de la base $(\vec{U}_\theta, \vec{U}_\phi)$ vers la base $(\vec{U}'_\theta, \vec{U}'_\phi)$.

Le fait de réaliser une interpolation présente l'inconvénient d'introduire des erreurs numériques par rapport aux données initiales. C'est cependant le seul moyen d'obtenir le champ ayant subi la rotation sur une grille homogène à celle dans lequel le champ initial était donné. L'avantage d'obtenir en sortie des champs échantillonnés sur une même grille de référence qu'en entrée est de pouvoir ensuite réaliser des opérations entre eux. Notamment les superposer pour addition matricielle.

B.3. Translation du champ lointain

Le but de cette routine est le calcul du nouveau champ lointain d'une source suite à une translation de celle-ci par rapport à l'origine des phases.

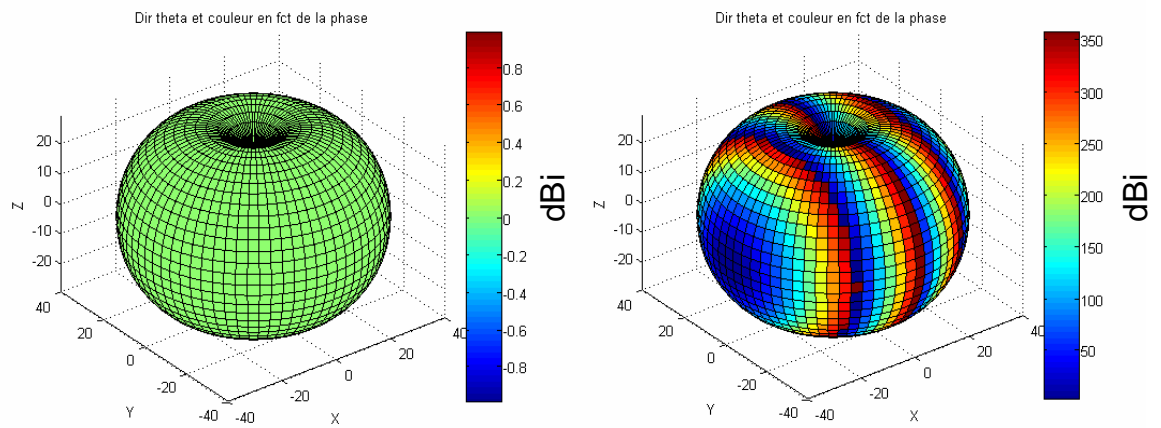


FIG. B.4.: Effet d'une translation suivant Ox sur le diagramme de rayonnement d'un dipôle. La couleur représente ici la phase. On distingue à droite des raies caractéristiques de la variation de phase en fonction de la direction. Ces raies rappellent les franges d'interférence en optique.

B. Routines de manipulation du champ lointain

Le champ lointain rayonné par une antenne s'exprime en fonction du courant par la relation : [35]

$$E(k) = -jkZ_0 \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \iiint_V \vec{J}(\vec{r}) e^{i\vec{k}\vec{r}} d^3r \quad (\text{B.3})$$

Par propriété de la transformée de Fourier, une translation de J d'un vecteur v se traduit par un déphasage sur le champ lointain :

$$\iiint_V \vec{J}(\vec{r}' - \vec{v}) e^{i\vec{k}\cdot\vec{r}'} d^3\vec{r}' = e^{i\vec{k}\cdot\vec{v}} \iiint_V \vec{J}(\vec{r}') e^{i\vec{k}\cdot\vec{r}'} d^3\vec{r}' \quad (\text{B.4})$$

Le passage de l'ancien champ vers le nouveau se fait donc par :

$$\vec{E}'(\vec{k}) = e^{i\vec{k}\cdot\vec{v}} \cdot \vec{E}(\vec{k}) \quad (\text{B.5})$$

Il s'agit finalement d'une multiplication élément par élément entre deux vecteurs qui s'implémente facilement.

C. Expression analytique de la fonction de couverture

Le but de cet annexe est de détailler le calcul aboutissant à l'expression de la fonction de couverture (3.22) ainsi que les expressions intermédiaires présentées au chapitre 3.

C.1. Bilan de puissance

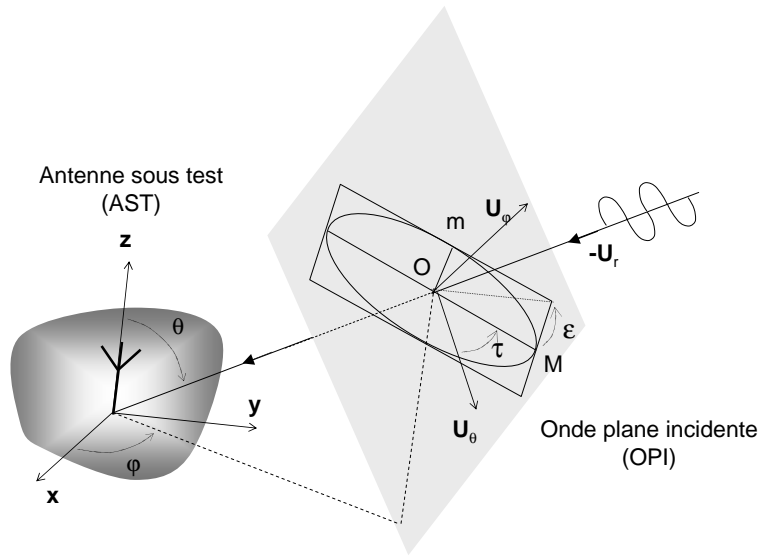


FIG. C.1.: L'Antenne Sous Test (AST) est illuminée par l'onde plane incidente (OPI) dont la direction et l'inclinaison sont paramétrées par les angles (θ, ϕ, τ) . L'état de polarisation de l'OPI est caractérisé par un angle d'ellipticité ϵ et d'inclinaison τ . (Voir Annexe A)

L'Antenne Sous Test (AST) est illuminée par une Onde Plane Incidente (OPI). Le scénario est représenté à la figure (C.1). La puissance P_R reçue au port de l'antenne peut s'exprimer en fonction de la densité de puissance W_{OPI} (exprimée en W/m^2) de l'OPI. [33, (2-94) p.81]

$$P_R = A_{AST} \cdot W_{OPI} \quad (C.1)$$

A_{AST} est l'ouverture effective de l'antenne.

En prenant en compte le facteur d'adaptation de polarisation PLF , l'ouverture effective

C. Expression analytique de la fonction de couverture

peut s'exprimer par : [33, (2-112) p.86 et (2-115) p.87]

$$A_{AST} = \eta \cdot D(\theta, \phi) \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot PLF \quad (C.2)$$

L'AST est caractérisée en champ lointain sur tout l'espace par sa directivité $D(\theta, \phi)$, son efficacité η . λ est la longueur d'onde de fonctionnement.

A partir de l'équation (1.13) que l'on retrouve également dans [33, (2-71) p.69], on peut exprimer le coefficient d'adaptation de polarisation par :

$$PLF = |\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST}(\theta, \phi)|^2 \quad (C.3)$$

$\hat{\rho}_{OPI}$ et $\hat{\rho}_{AST}$ sont les vecteurs de polarisation caractérisant respectivement les états de polarisation de l'OPI et de l'AST. La définition du vecteur de polarisation est rappelée à l'équation (A.4) de l'annexe (A).

En utilisant les équations (C.1) à (C.3), on obtient la relation :

$$P_r(\theta, \phi) = \eta \cdot D(\theta, \phi) \cdot |\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST}(\theta, \phi)|^2 \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot W_{OPI} \quad (C.4)$$

Si l'AST était une source isotrope idéale ayant une efficacité de 100% et étant parfaitement adaptée à l'OPI quels que soient ses états de polarisation, η , D et le PLF serait constants et égaux à 1. Dans le cas idéal, il se déduit de l'équation (C.4) que quels que soient η , D et le PLF la puissance reçue se réduit à :

$$P_{iso} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \cdot W_{OPI} \quad (C.5)$$

Notre objectif étant de quantifier l'isotropie des propriétés de rayonnement de l'AST, la puissance reçue P_r sera référencée par rapport à la puissance P_{iso} :

$$\frac{P_r}{P_{iso}} = \eta \cdot D \cdot |\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST}|^2 \quad (C.6)$$

C.2. Facteur de polarisation

Puisque l'objectif est de calculer la couverture de l'antenne en prenant en compte l'inclinaison entre l'AST et l'OPI, nous allons maintenant chercher à exprimer le PLF en fonction de l'angle d'inclinaison τ de l'OPI.

La polarisation de l'antenne est définie dans une direction (θ, ϕ) dans la base $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi, \vec{u}_r)$ comme illustré à la figure (C.1) selon la convention adoptée dans [106] ou [33, p.876 fig.16.23].

- La polarisation de l'antenne correspond à celle d'une onde émise se propageant dans la direction sortante \vec{u}_r .
- Par définition, le vecteur de polarisation est unitaire.

Le vecteur de polarisation de l'AST peut s'exprimer par ses composantes complexes dans le repère $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$:

$$\hat{\rho}_{AST}(\theta, \phi) = \begin{bmatrix} \rho_\theta(\theta, \phi) \\ \rho_\phi(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (C.7)$$

Le vecteur de polarisation de l'OPI est construit afin de respecter les caractéristiques de l'OPI :

- Elle se propage vers l'antenne, c'est à dire dans la direction $-\vec{u}_r$ sur le repère de la figure C.1.
- Selon la convention utilisé dans [33, p.877] [53, (1.39) p.22] , une ellipticité $\epsilon > 0$ correspond à une onde entrante polarisé à gauche, tandis que $\epsilon < 0$ correspond à une polarisation à droite .
- Par définition, le vecteur de polarisation est unitaire.

Dans la base $(\vec{O}\vec{m}, \vec{O}\vec{M})$, formée par les axes de son ellipse de polarisation (cf. C.1), le vecteur de polarisation de l'OPI s'exprime alors par :

$$\hat{\rho}_{OPI0} = \begin{bmatrix} \cos(\epsilon_e) \\ i \cdot \sin(\epsilon_e) \end{bmatrix} \quad (C.8)$$

L'angle τ est l'angle d'inclinaison de l'OPI. Par définition, il s'agit de l'angle entre le grand axe de l'ellipse de polarisation de l'OPI et \vec{u}_θ . Etant donné que l'OPI se propage dans la direction $-\vec{u}_r$, et afin de respecter la définition de τ pour une onde plane, l'angle d'inclinaison τ est compté positif de \vec{u}_θ vers \vec{u}_ϕ lors d'une rotation de 90° .

La matrice de passage de la base $(\vec{O}\vec{m}, \vec{O}\vec{M})$ dans la base $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$ est la matrice de rotation unitaire d'angle $-\tau$. τ est défini dans le sens trigonométrique (Voir Fig. 3.4) :

$$Rot_\tau = \begin{bmatrix} \cos(\tau) & \sin(\tau) \\ -\sin(\tau) & \cos(\tau) \end{bmatrix} \quad (C.9)$$

Le vecteur de polarisation de l'OPI se calcule dans la base $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$ par :

$$\hat{\rho}_{OPI} = Rot_\tau \cdot \hat{\rho}_{OPI0} \quad (C.10)$$

$$\hat{\rho}_{OPI} = \begin{bmatrix} \cos(\tau) \cos(\epsilon) - i \sin(\tau) \sin(\epsilon) \\ -\sin(\tau) \cos(\epsilon) + i \cos(\tau) \sin(\epsilon) \end{bmatrix} \quad (C.11)$$

Le produit scalaire entre les vecteurs de polarisation de l'AUT et de l'OPI s'exprime par :

$$\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST} = (\rho_\theta^*) \cos(\tau) \cos(\epsilon) + i(\rho_\theta^*) \sin(\tau) \sin(\epsilon) - (\rho_\phi^*) \sin(\tau) \cos(\epsilon) + i(\rho_\phi^*) \cos(\tau) \sin(\epsilon) \quad (C.12)$$

C. Expression analytique de la fonction de couverture

$$\begin{aligned}
 PLF = |\hat{\rho}_{OPI}^* \cdot \hat{\rho}_{AST}|^2 = & \left(-2\rho_\phi^2 - 2\rho_\theta^2 + \rho_\theta\rho_\phi^* + \rho_\phi\rho_\theta^* \right) \cos(\tau) \sin(\tau) \\
 & \left(2\rho_\theta\rho_\theta^* (\cos(\epsilon))^2 - \rho_\theta\rho_\theta^* - 2\rho_\phi^2 + \rho_\phi\rho_\phi^* \right) (\cos(\tau))^2 \\
 & + i\rho_\theta\rho_\phi^* \sin(\epsilon) \cos(\epsilon) + \rho_\theta\rho_\theta^* - \rho_\theta\rho_\theta^* (\cos(\epsilon))^2 + \rho_\phi\rho_\phi^* (\cos(\epsilon))^2 - i\rho_\phi\rho_\theta^* \cos(\epsilon) \sin(\epsilon)
 \end{aligned} \tag{C.13}$$

L'objectif est maintenant d'isoler et de simplifier autant que possible la contribution de l'inclinaison τ dans l'expression (C.13). Celle-ci est une somme quadratique de sinus et cosinus en fonction de τ de la forme :

$$PLF = A \cos(\tau)^2 + B \cos(\tau) \sin(\tau) + C \tag{C.14}$$

L'expression (C.14) est un polynôme trigonométrique qui peut être linéarisé :

$$PLF = \frac{A}{2} \cos(2\tau) + \frac{B}{2} \sin(2\tau) + \frac{A}{2} + C \tag{C.15}$$

Il s'agit donc d'une fonction sinusoïdale. Grâce aux identités trigonométriques, elle peut se mettre sous la forme :

$$PLF = \frac{\sqrt{A^2 + B^2}}{2} \cos\left(2\tau - \arctan\left(\frac{B}{A}\right)\right) + \frac{A}{2} + C \tag{C.16}$$

En posant de nouvelles variables E , F et τ' , on obtient :

$$PLF = E \cos(2\tau') + F \tag{C.17}$$

E et F sont indépendants de l'angle d'inclinaison τ . A la section suivante, on exprimera E , F et τ' en fonction des données du problème.

C.3. Expressions des termes E et F en fonction du vecteur de polarisation de l'antenne

Il s'agit maintenant d'exprimer les termes E et F en fonction des composantes de ρ_{AST} et de l'ellipticité ϵ de l'OPI afin d'explicitier la forme (C.17). Le but étant d'obtenir une expression optimisée pour être implémenter dans le code de calcul de la couverture.

On commence par calculer les termes A , B et C de l'expression (C.15), ceux-ci nous permettront ensuite de calculer E et F .

C.3.1. Terme A

Par identification de (C.13) et (C.14) , il vient :

$$A = 2 \left(|\rho_\theta|^2 - |\rho_\phi|^2 \right) \cos(\epsilon)^2 + |\rho_\phi|^2 - |\rho_\theta|^2 \tag{C.18}$$

C.3. Expressions des termes E et F en fonction du vecteur de polarisation de l'antenne

En linéarisant le terme en cosinus, A se simplifie sous la forme :

$$A = -\cos(2\epsilon) \cdot (|\rho_\theta|^2 - |\rho_\phi|^2) \quad (\text{C.19})$$

Le vecteur de polarisation est unitaire par définition :

$$|\rho_\theta|^2 + |\rho_\phi|^2 = 1 \quad (\text{C.20})$$

d'où

$$A = (2|\rho_\theta|^2 - 1) \cos(2\epsilon) \quad (\text{C.21})$$

C.3.2. Terme B

Par identification de (C.13) et (C.14), il vient :

$$B = -2(\rho_\theta \rho_\phi^* + \rho_\phi \rho_\theta^*) \cos(\epsilon)^2 + \rho_\theta \rho_\phi^* + \rho_\phi \rho_\theta^* \quad (\text{C.22})$$

En linéarisant, on obtient :

$$B = -\cos(2\epsilon) (\rho_\theta \rho_\phi^* + \rho_\phi \rho_\theta^*) \quad (\text{C.23})$$

En remarquant que $\rho_\theta \rho_\phi^* + \rho_\phi \rho_\theta^* = 2 \operatorname{Re}(\rho_\theta \rho_\phi^*)$, on obtient finalement :

$$B = -2 \operatorname{Re}(\rho_\theta \rho_\phi^*) \cos(2\epsilon) \quad (\text{C.24})$$

C.3.3. Terme C

Par identification de (C.13) et (C.14), il vient :

$$C = (|\rho_\phi|^2 - |\rho_\theta|^2) \cos(\epsilon)^2 + i(\rho_\theta \rho_\phi^* - \rho_\phi \rho_\theta^*) \cos(\epsilon) \sin(\epsilon) + |\rho_\phi|^2 \quad (\text{C.25})$$

En linéarisant l'expression, on obtient :

$$C = (|\rho_\phi|^2 - |\rho_\theta|^2) \cos(2\epsilon) + \frac{1}{2}i(\rho_\theta \rho_\phi^* - \rho_\phi \rho_\theta^*) \sin(2\epsilon) + \frac{1}{2}|\rho_\theta|^2 \frac{1}{2}|\rho_\phi|^2 \quad (\text{C.26})$$

En constatant que $\rho_\theta \rho_\phi^* - \rho_\phi \rho_\theta^* = 2i \operatorname{Im}(\rho_\theta \rho_\phi^*)$ et que $|\rho_\theta|^2 + |\rho_\phi|^2 = 1$, il vient finalement :

$$C = \left(\frac{1}{2} - |\rho_\theta|^2\right) \cos(2\epsilon) - \operatorname{Im}(\rho_\theta \rho_\phi^*) \sin(2\epsilon) + \frac{1}{2} \quad (\text{C.27})$$

C.3.4. Terme E

Le terme E s'obtient en identifiant les relations (C.16) et (C.17) :

$$E = \frac{\sqrt{A^2 + B^2}}{2} \quad (\text{C.28})$$

En réintroduisant les expressions (C.21) et (C.24), on obtient directement :

$$E = \frac{1}{2} \sqrt{(2|\rho_\theta|^2 - 1)^2 + 4\text{Re}(\rho_\theta \rho_\phi^*)^2} \cos(2\epsilon) \quad (\text{C.29})$$

C.3.5. Terme F

Le terme F s'obtient en identifiant les relations (C.16) et (C.17) :

$$F = \frac{A}{2} + C \quad (\text{C.30})$$

En réintroduisant les expressions (C.21) et (C.27), on obtient :

$$F = \frac{1}{2} - \text{Im}(\rho_\theta \rho_\phi^*) \sin(2\epsilon) \quad (\text{C.31})$$

C.3.6. Angle tau'

Le terme τ' s'obtient en identifiant les relations (C.16) et (C.17) :

$$\tau' = \tau - \frac{1}{2} \cdot \arctan\left(\frac{B}{A}\right) \quad (\text{C.32})$$

En réintroduisant les expressions (C.21) et (C.24), il vient :

$$\tau' = \tau - \frac{1}{2} \arctan\left(2 \frac{\text{Re}(\rho_\theta \rho_\phi^*)}{2|\rho_\theta|^2 - 1}\right) \quad (\text{C.33})$$

C.4. Fonction de couverture

Dans cette section, on calcule l'expression de la fonction de couverture donnée aux équations (3.20) et (3.22) du chapitre 3.

Les expressions (C.6) et (C.17) permettent d'écrire :

$$\frac{P_r}{P_{iso}} = \eta D (E \cos(\tau') + F) \quad (\text{C.34})$$

La proportion des situations pour lesquelles le ratio de puissance reçue $\frac{P_r}{P_{iso}}$ est supérieur à un seuil donné X lorsque l'inclinaison τ de l'OPI parcourt un tour trigonométrique complet peut s'exprimer de la manière suivante :

$$Prop\left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H\left(\frac{P_r}{P_{iso}} - X\right) d\tau \quad (C.35)$$

H est la fonction échelon définie telle que $\begin{cases} H(u) = 1 & \text{ssi } u \geq 0 \\ H(u) = 0 & \text{ssi } u < 0 \end{cases}$.

En utilisant (C.34) et en effectuant le changement de variable d'intégration $\tau' = \tau - \frac{1}{2} \cdot \arctan\left(\frac{B}{A}\right)$ (cf. (C.32)), il vient :

$$Prop\left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X\right) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} H(nD(E \cos(\tau') + F) - X) d\tau' \quad (C.36)$$

On a $H=1$ si et seulement si :

$$\eta D(E \cos(\tau') + F) - X \geq 0 \quad (C.37)$$

$$\cos(\tau') \geq \frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E} \quad (C.38)$$

- Si $\frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E} < 1$, cela signifie que la puissance reçue est toujours supérieure au seuil X quelque soit la rotation τ , dans ce cas $Prop(X) = 1$;
- Si $\frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E} > 1$, cela signifie que la puissance reçue est toujours inférieure au seuil X quelque soit la rotation τ , dans ce cas $Prop(X) = 0$;
- Si $1 < \frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E} < 1$, cela signifie que selon l'inclinaison des polarisations de l'AST et de l'OPI l'une par rapport à l'autre, la puissance est supérieure ou inférieure au seuil X , dans ce cas $0 < Prop(X) < 1$.

Dans ce dernier cas, on résoud (C.38). La fonction arccos étant décroissante sur $[-1,1]$, on a :

$$\tau' \leq \arccos\left(\frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E}\right) \quad (C.39)$$

(C.36) devient donc :

$$Prop\left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X\right) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\arccos\left(\frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E}\right)}^{\arccos\left(\frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E}\right)} 1 d\tau' \quad (C.40)$$

$$Prop\left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X\right) = \frac{1}{\pi} \arccos\left(\frac{\frac{X}{\eta D} - F}{E}\right) \quad (C.41)$$

C. Expression analytique de la fonction de couverture

On peut finalement expliciter l'expression en fonction des données caractérisant les antennes en introduisant (C.29) et (C.31) :

$$Prop\left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X\right) = \frac{1}{\pi} \arccos\left(\frac{2\frac{X}{\eta D} + 2Im(\rho_\theta \rho_\phi^*) \sin(2\epsilon) - 1}{\sqrt{(2|\rho_\theta|^2 - 1)^2 + 4Re(\rho_\theta \rho_\phi^*)^2 \cos(2\epsilon)}}\right) \quad (C.42)$$

L'expression obtenue est celle donnée à l'équation (3.20) du chapitre 3.

Afin de prendre en compte l'ensemble des directions du champ lointain, (C.42) est moyennée sur l'ensemble de l'espace $\Omega_T = 4\pi$. Ainsi la proportion de cas, quelles que soient la direction d'arrivée et l'inclinaison de l'OPI pour lesquelles $P_r/P_{iso} > X$ est finalement obtenue. Cette fonction sera appelée fonction de couverture de l'AST. Son expression générale est donnée par :

$$C_\epsilon(X) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi \int_0^{2\pi} \arccos\left(\frac{2\frac{X}{\eta D(\theta, \phi)} + 2Im(\rho_\theta(\theta, \phi) \rho_\phi^*(\theta, \phi)) \sin(2\epsilon) - 1}{\sqrt{(2|\rho_\theta(\theta, \phi)|^2 - 1)^2 + 4Re(\rho_\theta \rho_\phi^*(\theta, \phi))^2 \cos(2\epsilon)}}\right) \sin(\theta) d\theta d\phi \quad (C.43)$$

Nous avons établi ci-dessus l'expression de la fonction de couverture en fonction des composantes complexes du vecteur de polarisation de l'antenne sous test. Cette forme est justifiée car sur les logiciels de simulations ou les dispositifs de mesure d'antennes, les caractéristiques de rayonnement sont généralement données par les composantes du champ électrique E_θ et E_ϕ rayonnés par l'antenne sous test. La relation (C.43) se prête donc bien à une implémentation comme post traitement.

C.5. Fonction de couverture en fonction des angles d'inclinaison et d'ellipticité de l'antenne

Afin d'interpréter plus simplement l'expression (C.42), nous l'exprimons ci-dessous en fonction des angles d'inclinaison τ_a et d'ellipticité ϵ_a de l'AST.

Pour cela, nous exprimons les termes E et F en fonction de τ_a et ϵ_a .

C.5.1. Caractérisation de l'AST par les angles de l'ellipse de polarisation

Par convention, la polarisation d'une antenne est définie comme étant la polarisation d'une onde rayonné par celle-ci dans une direction donnée dans le sens sortant.

- L'onde émise se propage dans la direction \vec{u}_r
- Son ellipticité ϵ_a est définie telle que le sens de polarisation est à gauche pour $\epsilon_a > 0$ et sinon à droite.
- Son angle d'inclinaison τ_a est compté positivement dans le sens direct dans $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$ à partir de \vec{u}_θ .

Le vecteur de polarisation de l'AST peut alors s'écrire dans le repère $(\vec{u}_\theta, \vec{u}_\phi)$ par :

$$\hat{\rho}_{AST} = \begin{bmatrix} \cos(\tau_a) \sin(\epsilon_a) - i \sin(\tau_a) \cos(\epsilon_a) \\ \sin(\tau_a) \sin(\epsilon_a) + i \cos(\tau_a) \cos(\epsilon_a) \end{bmatrix} \quad (C.44)$$

C.5.2. Terme E

On extrait de l'expression (C.29), la sous-expression J que l'on va chercher à exprimer en fonction des angles d'inclinaison et d'ellipticité de l'AST uniquement :

$$J = (2|\rho_\theta|^2 - 1)^2 + 4\text{Re}(\rho_\theta \rho_\phi^*)^2 \quad (C.45)$$

$$\begin{aligned} J = & 4(\cos(\tau_a))^4(\cos(\epsilon_a))^4 - 4(\cos(\tau_a))^2(\cos(\epsilon_a))^2 \\ & + 4(\sin(\tau_a))^4(\sin(\epsilon_a))^4 - 4(\sin(\tau_a))^2(\sin(\epsilon_a))^2 + 1 \\ & + 4(\cos(\tau_a))^2(\cos(\epsilon_a))^4(\sin(\tau_a))^2 + 4(\sin(\tau_a))^2(\sin(\epsilon_a))^4(\cos(\tau_a))^2 \end{aligned} \quad (C.46)$$

En linéarisant et en simplifiant termes à termes, on obtient :

$$J = \frac{1}{2} \cos(4\epsilon_a) + \frac{1}{2} \quad (C.47)$$

En utilisant l'identité trigonométrique de l'angle moitié, il vient finalement :

$$J = \cos^2(2\epsilon_a) \quad (C.48)$$

En réintroduisant J dans l'expression (C.29), nous obtenons l'expression :

$$E = \frac{1}{2} \cos(2\epsilon_a) \cos(2\epsilon) \quad (C.49)$$

C.5.3. Terme F

A partir de (C.44), on peut écrire :

$$\text{Im}(\rho_\theta \rho_\phi^*) = (\cos(\tau_a))^2 \cos(\epsilon_a) \sin(\epsilon_a) + (\sin(\tau_a))^2 \sin(\epsilon_a) \cos(\epsilon_a) \quad (C.50)$$

En linéarisant l'expression, on obtient :

$$\text{Im}(\rho_\theta \rho_\phi^*) = \frac{1}{2} \sin(a) \quad (C.51)$$

En injectant cette expression dans (C.31), il vient :

$$F = \frac{1}{2} (1 - \sin(2\epsilon_a) \sin(2\epsilon)) \quad (C.52)$$

C.5.4. Fonction de couverture

En introduisant les expressions (C.49) et (C.52) dans l'équation (C.41), il découle :

$$Prop \left(\frac{P_r}{P_{iso}} > X \right) = \frac{1}{\pi} \arccos \left(\frac{2 \frac{X}{\eta D} + \sin(2 \epsilon_a) \sin(2 \epsilon) - 1}{\cos(2 \epsilon_a) \cos(2 \epsilon)} \right) \quad (\text{C.53})$$

D. Conception d'un réseau d'alimentation 4 ports à quadrature de phase

D.1. Problématique

L'objectif de cette annexe est d'apporter un complément sur la conception et la réalisation d'un réseau d'alimentation pour les antennes conçues au chapitre 4.2.

Les structures antennaires présentées sont le résultat de l'association de quatre antennes IFA. Quelque que soit la disposition et la conformation choisie, le principe de fonctionnement implique que chaque antenne IFA soit alimentée par un signal RF respectant des contraintes précises en termes d'amplitude et de phase.

Il est donc également nécessaire de concevoir un circuit d'alimentation respectant les contraintes géométriques de telle sorte que les signaux de sortie soient fournis aux points d'alimentation des antennes IFA.

Ce circuit doit satisfaire les contraintes fonctionnelles suivantes :

- Le signal d'entrée est divisé en 4 signaux de sortie destinés à alimenter les 4 IFA élémentaires.
- L'impédance d'entrée est de 50Ω .
- Les sorties doivent être précisément localisées aux positions des sondes d'alimentation des IFA. (Voir figure D.1).
- Les impédances des ports de sortie du réseau sont adaptées aux impédances d'entrée des IFA élémentaires.
- Les amplitudes sont égales pour tous les signaux de sortie au niveau des points d'alimentations.
- Les signaux d'alimentation entre deux IFA consécutives lors d'une rotation autour du centre de symétrie de la structure sont déphasés de 90° .

Les contraintes sur l'amplitude et la phase sont explicitées dans le tableau D.2.

IFA N°	1	2	3	4
amplitude	1	1	1	1
phase	0°	90°	180°	270°

FIG. D.2.: Condition sur les signaux de sortie du réseau d'alimentation au point de transition avec les sondes des antennes IFA.

Aux phases 2 et 3 du flot de conception présenté au chapitre 4 (figure 4.1, chapitre 4), les structures rayonnantes sont mises au point en supposant les IFA alimentées par quatre

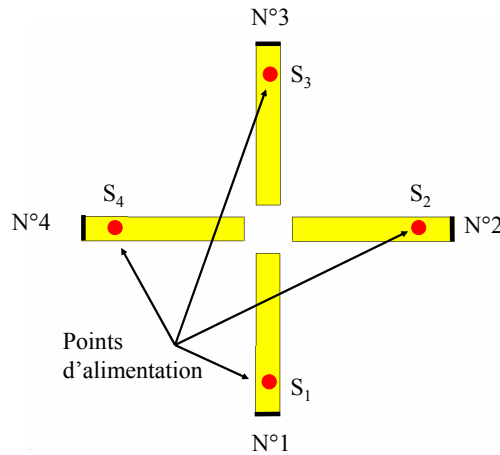


FIG. D.1.: Position des sorties du réseau d'alimentation dans le cas de la combinaison de 4 IFA.

générateurs de signaux idéaux et ponctuels. En d'autres termes, on ne prend pas en compte l'impact physique du circuit ni les imperfections induites au niveau RF.

Le but de cette section est de présenter la problématique de la conception d'un réseau d'alimentation. Il s'agit de la phase 4 dans le flot de conception (figure 4.1).

D.2. Procédé technologique

La structure M51 est composée de quatre antennes IFA placées sur le même plan de masse. Pour la structure Quadri-IFA, les antennes IFA sont montées sur les quatre cotés de la cavité parallélépipédique de telle sorte que les quatre sondes d'alimentations sont placées dans le même plan.

Pour ces deux arrangements, il est donc possible de réaliser un réseau d'alimentation planaire :

- Dans le cas de l'antenne M51, on choisit de réaliser le circuit d'alimentation sous la partie rayonnante. Les antennes IFA sont montées sur le plan de masse métallisé d'un substrat diélectrique. Le réseau peut donc être réalisé par technique de circuit imprimé sur la face inférieur du substrat.
- Dans le cas de l'antenne Quadri-IFA, le réseau peut être réalisé par technique de circuit imprimé sur un substrat diélectrique placé à l'intérieur de la cavité dans le plan des sondes d'alimentation des antennes IFA.

D.3. Choix du type de ligne et de la méthode d'excitation

Plusieurs types de guides d'onde peuvent permettre d'alimenter une antenne IFA :

- Une ligne micro ruban située au dessous ou au dessus du plan de masse des antennes.

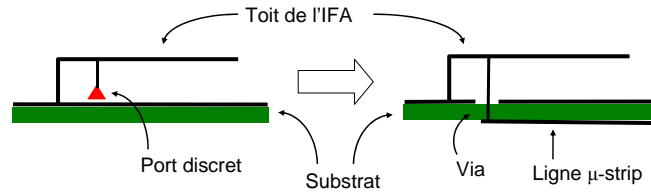


FIG. D.3.: L'antenne IFA est excitée par un fil d'alimentation reliant le toit de l'antenne à une ligne micro ruban située sous le substrat.

- Une ligne coplanaire située à même le plan de masse.
- Un câble coaxial.

Puisque nous disposons d'un substrat avec plan de masse, nous choisissons l'utilisation de lignes micro ruban. Celles-ci permettent de réaliser facilement des jonctions de lignes ou d'insérer des composants discrets.

Plusieurs solutions sont envisageables pour exciter une antenne IFA :

- La connexion directe entre le guide d'onde et le toit de l'IFA, typiquement via un fil cylindrique parallèle au court-circuit.
- Le couplage électromagnétique entre le toit de l'IFA et une plaque parallèle connectée au guide d'onde d'alimentation [75].

Nous choisissons la méthode la plus simple qui consiste à relier la ligne micro ruban au toit via un fil d'alimentation comme illustré sur la figure D.3. Cette solution présente l'avantage de ne pas perturber le champ entre le toit de l'IFA et le plan de masse.

D.4. Topologie du réseau

Les différentes topologies de réseau permettant l'alimentation d'un nombre quelconque d'éléments rayonnants sont détaillées dans la littérature concernant les réseaux d'antennes.[91, 92]

Pour diviser un signal en quatre, trois topologies de réseaux peuvent être envisagées :

- Réseau en série (ou linéaire)
- Réseau en parallèle (ou en étoile)
- Réseau arborescent (ou corporate)

Ces configurations sont représentées à la figure D.4.

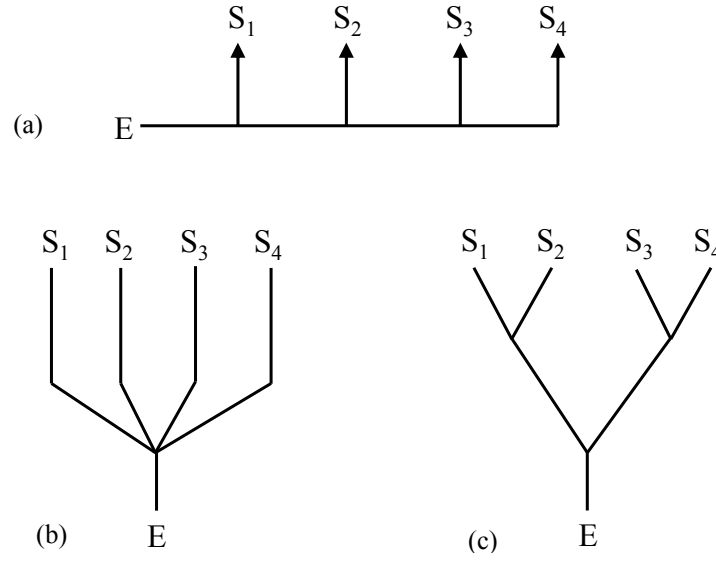


FIG. D.4.: Topologie de réseau : (a) série, (b) parallèle ou (c) arborescente.

Pour déphaser un signal RF de 90° , il existe essentiellement deux méthodes :

- Introduire un tronçon de ligne de longueur électrique $\lambda/4$. Cette méthode a l'avantage de la simplicité et d'être peu onéreuse puisqu'aucun composant supplémentaire n'est nécessaire. Elle présente l'inconvénient de nécessiter de l'espace et de ne convenir que pour une utilisation en bande étroite.
- Utiliser un coupleur hybride [88] réalisant intrinsèquement un déphasage de 90° entre les sorties. Cela permet d'élargir la bande de fonctionnement du réseau.

Les différentes topologies de réseau permettant de satisfaire aux exigences en amplitude et en phase requises pour l'alimentation les structures combinant différentes antennes IFA sont présentées successivement dans les sections ci-dessous.

D.4.1. Réseau série (ou linéaire)

La topologie en série consiste à prélever le signal le long d'une ligne principale. Afin d'introduire le déphasage requis de 90° , les tronçons de ligne entre les jonctions sont de longueur quart d'onde. Le premier réseau conçu pour l'antenne M51 présenté à la sous-section 4.4.3.1 du chapitre 4 fonctionne sur ce principe.

- L'avantage de ce type de réseau est de minimiser la longueur totale de ligne employée pour desservir l'ensemble des points de sortie.
- L'inconvénient est la mauvaise isolation entre les sorties. Si l'antenne connectée à la première sortie est désadaptée, le signal transmis aux sorties suivantes va être perturbé en amplitude et en phase. Le réseau est donc très sensible à des dissymétries de la structure rayonnante.

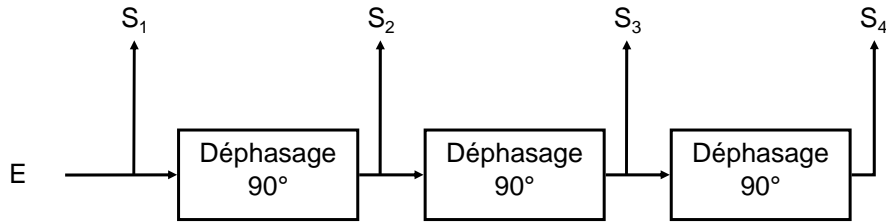


FIG. D.5.: Topologie de réseau en série.

Cette topologie ne permet pas d'utiliser des coupleurs hybrides aux jonctions car ceux-ci divisent le signal sur deux lignes de même impédance avec une amplitude égale. Il en résulterait donc des niveaux de signal de -3, -6, -9 et -12 dB sur les quatre sorties successives, ce qui n'est pas en accord avec les spécifications.

D.4.2. Topologie parallèle (ou en étoile)

Dans ce type de réseau, la division en quatre voies est réalisée au même noeud. Chaque ligne est ensuite déphasée par un tronçon de ligne de longueur électrique correspondante au déphasage souhaité.

- Cette topologie présente l'avantage d'une isolation entre les ports de sortie identique (pour peu que la jonction 1 vers 4 soit parfaitement symétrique).
- L'inconvénient est la longueur de ligne totale nécessaire qui ne permet pas un repliement dans une surface de petite dimension. Dans le cas de nos antennes où la surface disponible est très petite, cette solution ne sera pas adaptée.

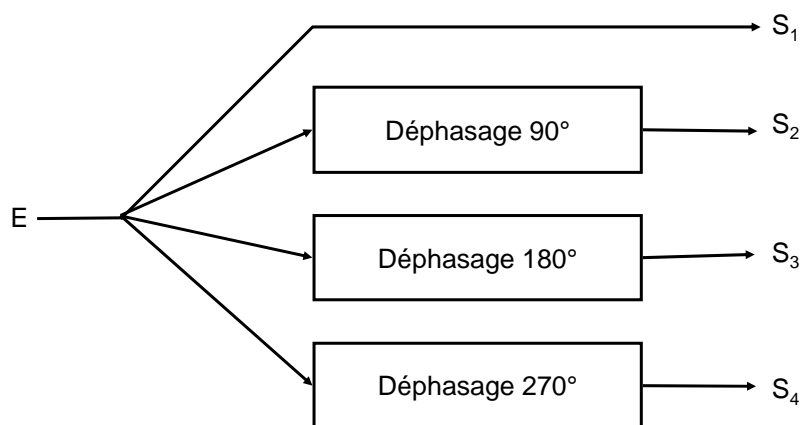


FIG. D.6.: Topologie de réseau en parallèle.

D.4.3. Topologie en arbre

Dans ce type de réseau, le signal est successivement divisé par deux étapes successives.

Les diviseurs peuvent être des diviseurs de Wilkinson. Les déphasages peuvent être introduit par des lignes à retard entre les diviseurs.

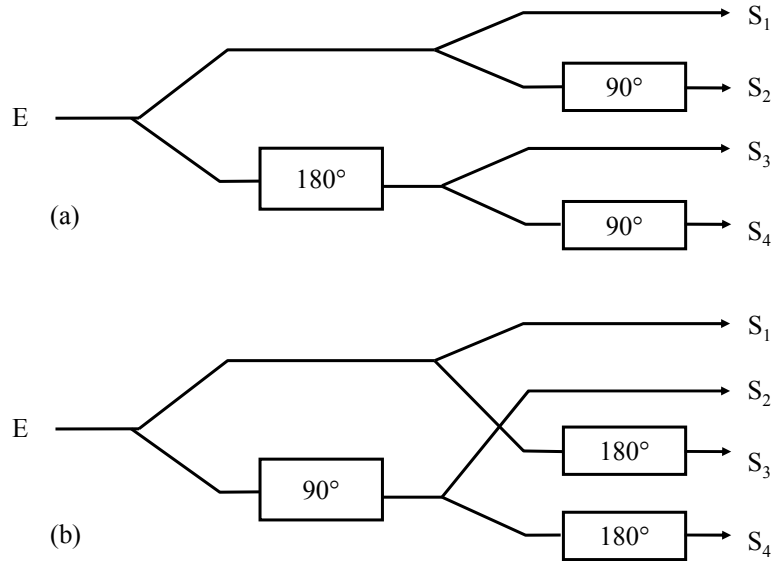


FIG. D.7.: Topologies de réseau en arborescence à deux niveaux.

(a) Déphasage de 180° au 1^e étage puis de 90° au deuxième étage. (b) Déphasage de 90° au 1^e étage puis de 180° au 2^e étage.

Un avantage de ces topologies est également de permettre l'utilisation de coupleurs hybrides 90° qui réalisent simultanément les fonctions de diviseur et de déphasage. Cette solution permet de minimiser la longueur totale de ligne dans le circuit. De plus, les coupleurs hybrides permettent de réaliser un déphasage constant de 90° sur une bande de fréquence plus large que dans le cas de tronçons de ligne quart d'onde qui sont dimensionnés pour une fréquence donnée.

Une telle topologie utilisant trois coupleurs hybrides est présentée à la figure D.8. Elle est choisie pour la réalisation du prototype d'antenne M51 présenté au chapitre 4.

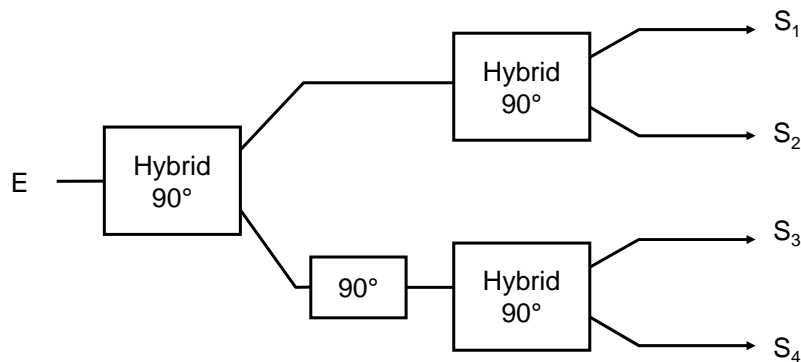


FIG. D.8.: Topologie de réseau en arborescence utilisant 3 coupleurs hybrides 90° ainsi qu'un tronçon de ligne quart d'onde.

D.5. Simulation circuit et optimisation par co-simulation

Une fois que le procédé technologique, le type de ligne et la topologie de réseau ont été choisis, le réseau d'alimentation est conçu sur simulateur circuit [89, 87]. Les contraintes géométriques sont prises en compte et les impédances de lignes sont déterminées afin de parvenir aux spécifications d'amplitudes et de phases nécessaires.

Dans un premier temps, le réseau est conçu et testé avec des terminaisons idéales de 50 ohms à ses ports.

Dans un deuxième temps, lorsque le principe de fonctionnement du réseau est validé, le réseau et la structure rayonnante sont optimisés conjointement en suivant une méthodologie illustrée par le diagramme de la figure D.9.

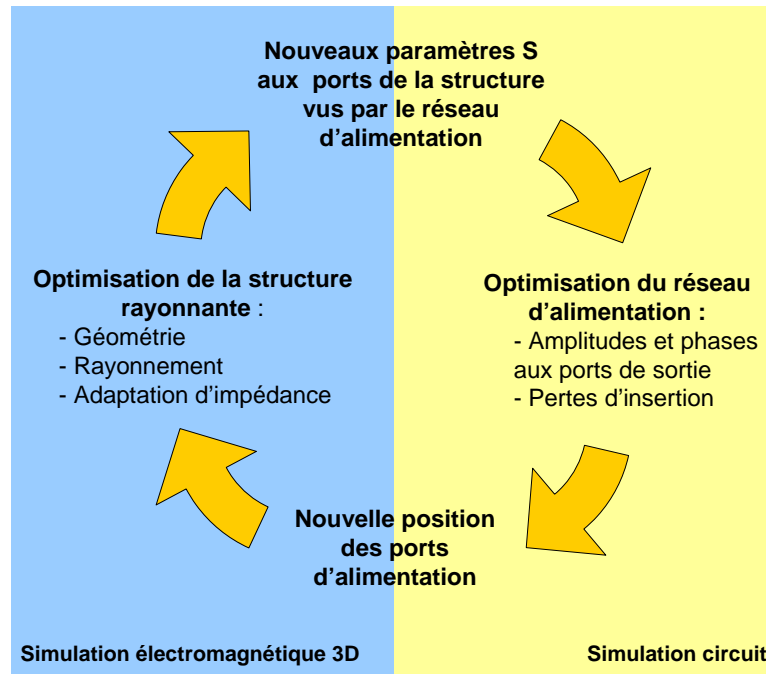


FIG. D.9.: Optimisation conjointe du réseau et de la structure rayonnante.

Lors de cette phase d'optimisation, différents paramètres géométriques du réseau telle que les largeurs et les longueurs de lignes peuvent varier. La modification de certains de ces paramètres, par exemple la position des fils d'alimentations, nécessite également une modification de la structure rayonnante. Ceci implique une nouvelle simulation électromagnétique qui, à son tour, donne une nouvelle matrice S. Celle-ci est réinjectée dans la simulation circuit et ainsi de suite. Par essais-erreurs successifs, on converge vers une solution satisfaisant aux diverses contraintes imposées.

D. Conception d'un réseau d'alimentation 4 ports à quadrature de phase

E. Conception et mesure d'une antenne IFA intégrée

L'objectif de cet annexe est de présenter la réalisation et l'intégration d'une antenne de type IFA (Voir section 2.1.4 du chapitre 2) sur un capteur de mouvement miniature développé dans le cadre du projet CEA-LETI *StarWatch*. Il s'agit typiquement d'une application dans laquelle une orientation quelconque et changeante du capteur peut engendrer des atténuations dans la transmission, ce qui entre dans le cadre de cette étude.

Après une présentation générale des applications de capture de mouvement humain puis du projet *StarWatch*, l'antenne réalisée est présentée. Ses caractéristiques de rayonnement mesurées sont ensuite exposées. La couverture de cette antenne est comparée à celles des antennes M51 et Quadri-IFA à la section 4.6 du chapitre 4.

E.1. Contexte : Dispositif de capture de mouvement

E.1.1. La capture de mouvement

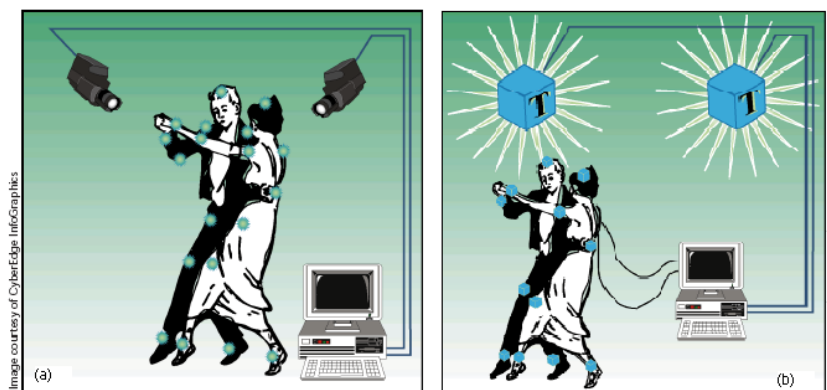


FIG. E.1.: Principaux dispositifs de capture de mouvement. (a) Marqueurs visuels et caméras vidéo. (b) Capteurs de mouvement miniaturisés intégrant accéléromètres et magnétomètres.

Les dispositifs de capture de mouvement trouvent leurs applications dans différents secteurs de l'industrie : la production cinématographique ou l'industrie du jeux vidéo [3]. Il existe essentiellement deux techniques permettant de capturer le mouvement d'une personne ou d'un animal (Voir figure E.1) :

- L'utilisation de marqueurs visuels disposés le long du corps. Il peut s'agir typiquement de points blancs disposés sur une tenue sombre. L'action des protagonistes est filmée par plusieurs caméras. Le déplacements des marqueurs est suivie par un algorithme de traitement d'image et le mouvement de l'ensemble du corps peut être reconstitué. L'avantage de cette technique est la totale liberté de mouvement des protagonistes. L'inconvénient est la nécessité de mettre en place des cameras dans un environnement contrôlé et de porter des vêtements spécifiques.
- L'utilisation de capteurs miniatures intégrant des centrales d'attitude : magnétomètres et accéléromètres. Ces capteurs sont reliées à une centrale de traitement, le plus souvent par des fils. Cette méthode ne nécessite pas la mise en place de caméras. Elle peut être utiliser n'importe où, en intérieur ou en extérieur. Elle présente cependant l'inconvénient de restreindre les mouvements du fait de la présence des capteurs et des fils.

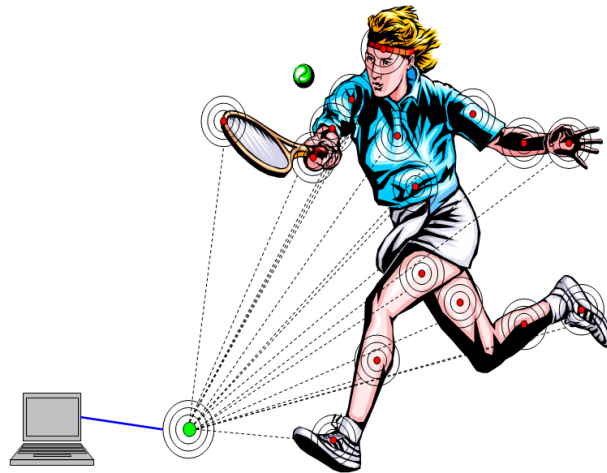


FIG. E.2.: Capture du mouvement humain par un ensemble de capteurs de mouvement miniatures.

La généralisation et la miniaturisation des technologies sans fils rendent possible le développement de capteurs de mouvement miniatures totalement autonomes. Cette dernière innovation est prometteuse car elle permet de réunir les avantages des deux méthodes précédentes : La liberté de mouvement n'est pas entravée par des fils et l'environnement ne nécessite pas d'équipements extérieurs.

Les systèmes de capture de mouvement étaient jusqu'à présent essentiellement réservés à des marchés de niche tels que la production cinématographique. L'ergonomie d'utilisation de ces nouveaux capteurs autonomes ainsi que la baisse de leurs prix de revient permet d'envisager de grande variété de nouvelles applications : capture du mouvement d'un joueur de jeux vidéo, équipement des joueurs lors d'un match de football afin de diffuser en temps réel des statistiques ou une reconstitution du jeux en image de synthèse, surveillance des personnes âgées ou malades, etc.

Dans ce type d'application, les capteurs sont susceptibles d'être orientés aléatoirement par rapport à la station de traitement, de plus les transmissions sont typiquement de courte distance. La propagation des ondes radio entre le capteur et le récepteur a lieu principalement selon un trajet unique. Il s'agit donc d'un contexte particulièrement sensible à l'anisotropie et à la désadaptation de polarisation des antennes.

E.1.2. Le projet *StarWatch* du CEA-LETI

L'objectif du projet CEA-LETI *StarWatch* est la réalisation d'un système de capture de mouvement utilisant jusqu'à 16 capteurs autonomes sans fils équipés d'accéléromètres et de magnétomètres permettant de transmettre en temps réels leur accélération et leur orientation vers une station de base. Ces capteurs sont de la taille d'une montre et sont destinés à être disposées sur le corps d'une personne comme illustré à la figure E.2, le mouvement son corps peut alors être reconstitué en temps réel.

Le projet *StarWatch* est également une contribution au projet européen IST *Myheart*, débuté en 2003. Ce projet, piloté par Philips, regroupe 34 partenaires dont le CEA-LETI. Son but est de faire la démonstration de systèmes innovants de capteurs biomédicaux intelligents et non intrusifs permettant de détecter ou d'anticiper un risque cardiovasculaire chez le porteur. La détection du mouvement et de la position du porteur est l'un des éléments du système. Celle-ci permet par exemple de détecter une posture anormale chez le patient et en la corrélant avec d'autres mesures biomédicales telles que le rythme cardiaque, d'établir un diagnostic fiable et instantané de la survenue d'une crise et de donner l'alerte.

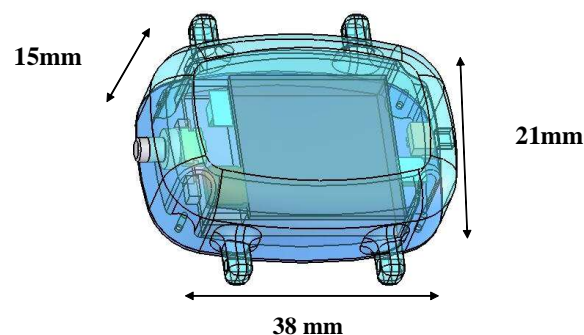


FIG. E.3.: Capteur de mouvement *StarWatch* développé au CEA-LETI

La figure E.3 illustre un capteur de mouvement *StarWatch*. La transmission radio entre la station de base et les capteurs est bidirectionnelle. Les capteurs sont équipés de transmetteurs radio réalisés en circuit intégré en technologie CMOS $0.09\ \mu\text{m}$. Ils sont conçus autour d'une architecture radio destinée au protocole Bluetooth. La transmission de données se fait dans la bande ISM à 2.45 GHz, elle est basée sur la couche physique du protocole Bluetooth. Afin de récupérer les données des différents capteurs simultanément tout en satisfaisant à l'impératif temps réel, un protocole spécifique de type TDMA a été développé en lieu et place de la couche MAC du protocole Bluetooth. L'ensemble de la conception du capteur est conditionnée par un impératif de faible consommation afin d'augmenter autant que possible l'autonomie des capteurs. Le protocole de transfert de données prévoit la mise en veille automatique des capteurs lorsque ceux-ci ne sont pas sollicités.

E.2. Description de l'antenne

Nous présentons dans cette section la conception de l'antenne intégrée au boîtier du capteur. En raison des dimensions et du facteur de forme du capteur, une structure miniature doit être utilisée. La possibilité d'utiliser le plan de masse du circuit imprimé du capteur ainsi que l'espace disponible au dessus de l'une des faces nous a conduit au choix d'une antenne IFA. Le toit de forme elliptique de l'IFA et le couvercle de plexiglas du capteur ont été conçus conjointement afin de se conformer au plus juste l'un à l'autre. La figure E.4 représente un schéma de conception de l'antenne intégrée au capteur ainsi qu'une photo de la réalisation.

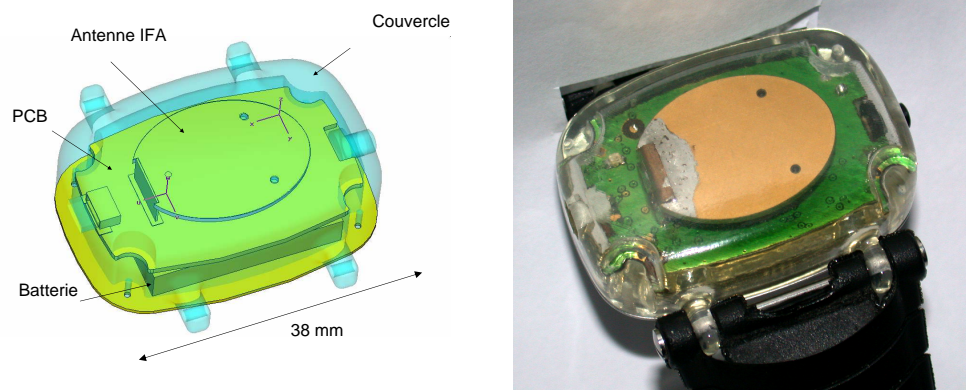
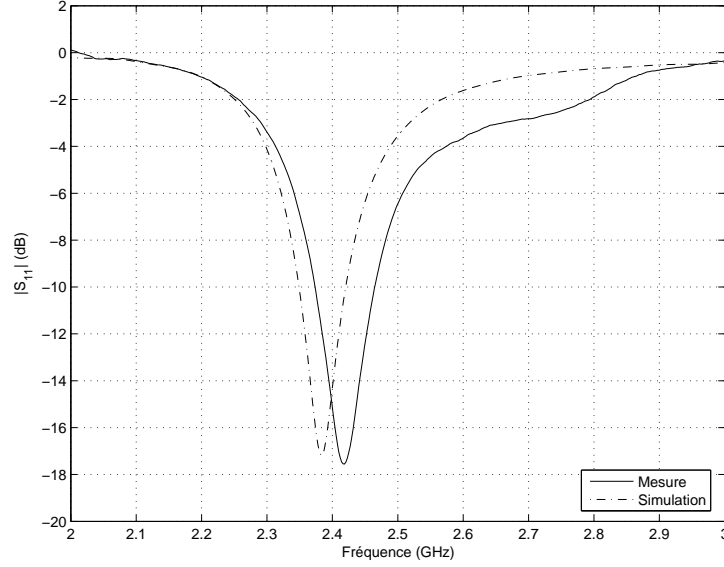


FIG. E.4.: Intégration d'une antenne IFA sur le capteur *StarWatch*

Le capteur s'apparente à une montre équipée d'un bracelet et peut se fixer au poignet de l'utilisateur. Le toit elliptique de l'antenne mesure 21.4 mm de longueur, 15 mm de largeur et se positionne à 4 mm au dessus du plan de masse constitué par le circuit intégré.

E.3. Adaptation d'impédance & bande passante

La figure E.5 présente le paramètre S_{11} au port de l'antenne en simulation et en mesure. L'antenne est adaptée en impédance à -10 dB sur une bande d'environ 3% à 3.8% autour de 2.4 GHz. La bande ISM 2.4-2.48 est couverte avec une adaptation inférieure à -8 dB.

FIG. E.5.: Adaptation d'impédance de l'antenne (S_{11})

E.4. Diagrammes de rayonnement et efficacité

La figure E.6 illustre les caractéristiques de rayonnement en 3 dimensions de l'antenne. Le diagramme de directivité rayonnée ainsi que le diagramme de rapport axial sont représentés.

Les mesures sont réalisées en chambre anéchoïde. L'antenne IFA est intégralement montée dans le capteur incluant la batterie et le couvercle. Un câble RF miniature de type U-fl est utilisé pour connecter le port de l'antenne situé à l'intérieur du capteur au dispositif de mesure de la chambre anéchoïde.

On constate une bonne adéquation entre simulation et mesure. Ces résultats, caractéristiques d'une antenne IFA montée sur un petit plan de masse peuvent être comparées à ceux de l'antenne IFA présentée à la section 2.1.4 du chapitre 2.

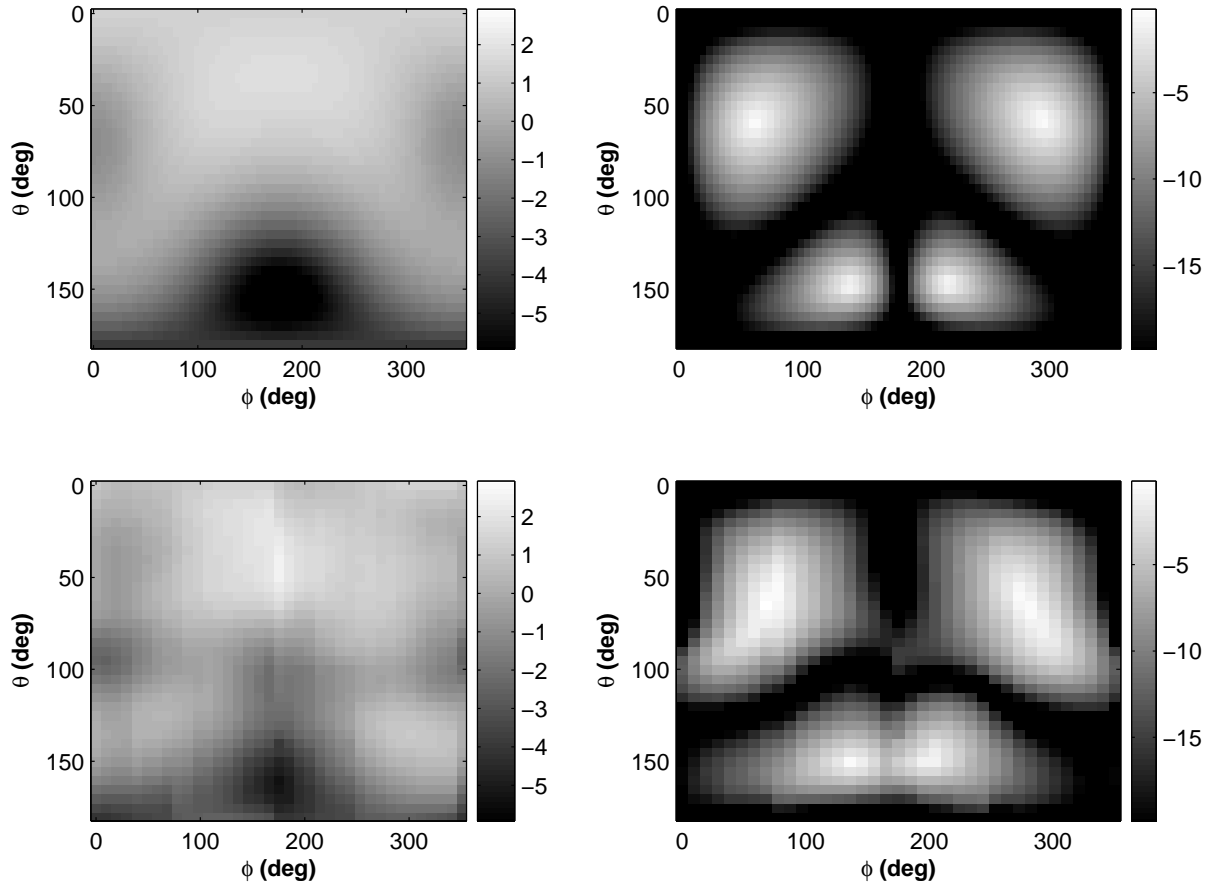


FIG. E.6.: A droite, directivité (dB). A gauche, moyenne du rapport axial (dB). En haut, résultats de simulation. En bas, résultats de mesure. Mesures et simulations sont réalisées pour une fréquence de 2.4 GHz correspondant à la fréquence du maximum de transmission de l'antenne.

La figure E.7 représente le gain absolu de l'antenne dans les trois plans de coupe principaux XOZ, YOZ et XOY. La figure E.8 représente le gain décomposé selon les composantes E_θ et E_ϕ dans les mêmes plan de coupe. On constate que mesure et simulation sont en bon accord et valident la réalisation de l'antenne.

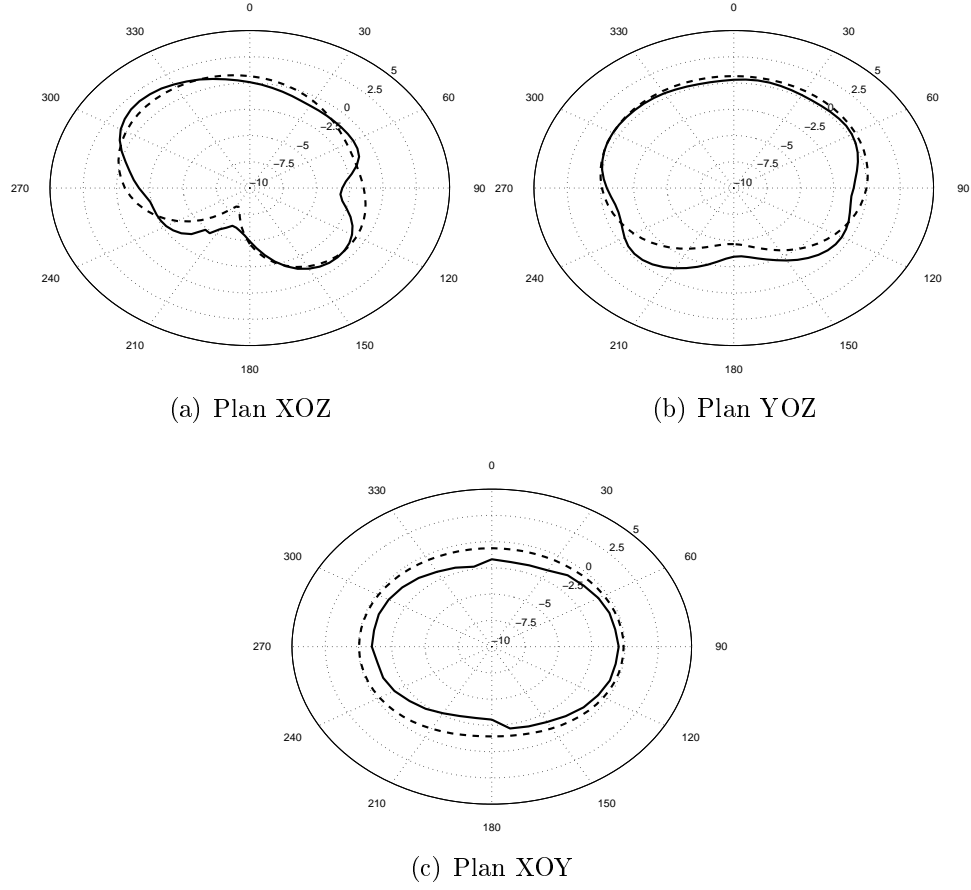


FIG. E.7.: Gain mesuré selon les trois plans de coupe principaux de l'antenne (dB). Les traits pleins correspondent à la mesure et les traits pointillés à la simulation.

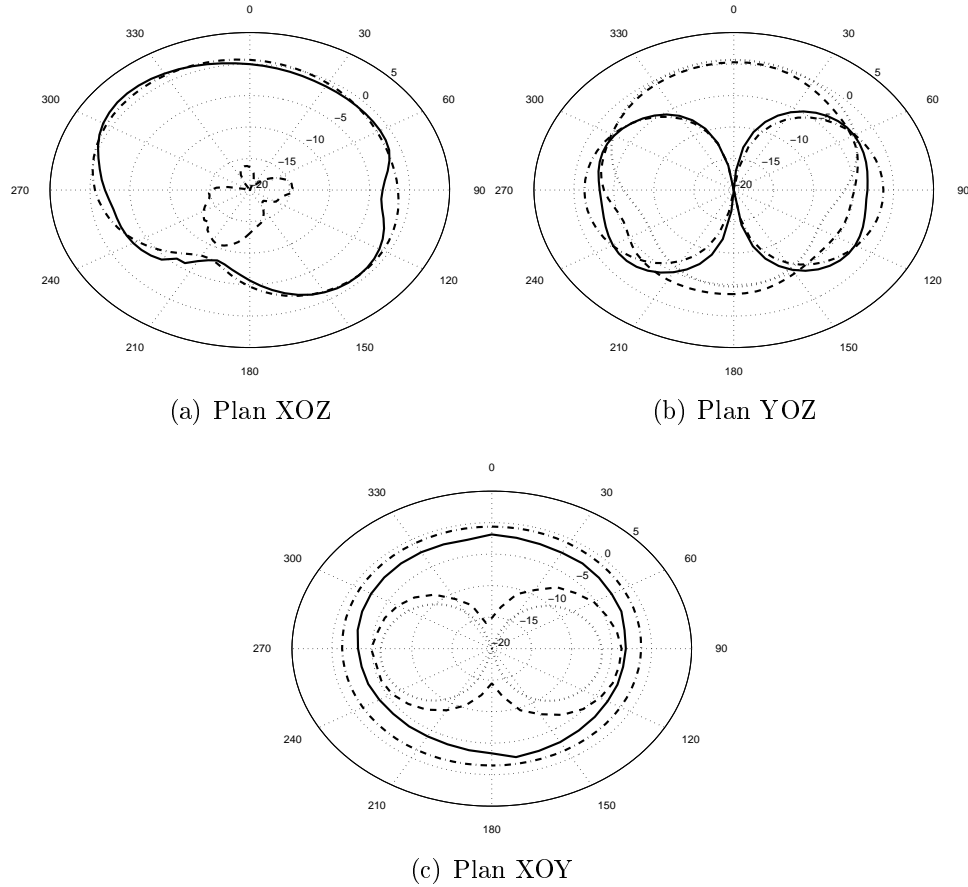


FIG. E.8.: Gains G_θ et G_ϕ mesurés selon trois plans de coupe principaux de l'antenne (dB).
 Traits pleins = G_θ en mesure, traits et points = G_θ en simulation, pointillés longs
 = G_ϕ en mesure et pointillés courts = G_ϕ en simulation.

Enfin, l'efficacité totale de l'antenne est mesurée par la méthode de l'intégration du diagramme selon la relation 4.22 donnée au chapitre 4. Les valeurs maximale et minimale du gain sont également extraites des mesures de champ réalisées. On obtient un bon accord entre simulation et mesure :

	Simulation	Mesure
Efficacité totale (%)	85 %	83 %
Gain maximum (dB)	1.1	1.7
Gain minimum (dB)	-8.0	-6.2

E.5. Conclusion

Une antenne intégrée pour un capteur sans fil autonome a été conçue et réalisée. Il s'agit d'une antenne IFA dont la forme du toit a été conçue afin de se conformer au couvercle du capteur. Les mesures en terme d'adaptation d'impédance, de champ rayonnée et d'efficacité sont en très bon accord avec la simulation. elles confirment le fonctionnement attendu de l'antenne et valide son intégration sur le capteur.

La couverture de cette antenne est présentée à la section 4.6 du chapitre 4 où elle est comparée aux antennes M51 et Quadri-IFA.

Les progrès réalisés dans les domaines des réseaux de capteurs disséminés, de l'identification radiofréquence ou des communications millimétriques présagent l'apparition de petits objets, intelligents, autonomes et communiquant par le biais de transmissions radiofréquences.

Dans ce contexte, les orientations aléatoires et variables des dispositifs les uns par rapport aux autres engendrent de fortes variations du bilan de transmission en raison de l'anisotropie de rayonnement ainsi que des désadaptations de polarisation entre antennes. Il existe donc un besoin pour de petites antennes bas coût aux caractéristiques de rayonnement optimisées pour une transmission indépendante de leurs orientations relatives.

La première partie de ce travail a consisté à proposer un nouveau critère, appelé *fonction de couverture isotrope*, permettant de caractériser rigoureusement les performances des antennes dans un tel contexte. Cette méthode a permis de comparer diverses antennes de la littérature et d'étudier les effets de leurs propriétés de rayonnement. L'influence de l'environnement de propagation a également été étudiée.

La seconde partie a consisté à proposer deux nouvelles antennes répondant à cette problématique tout en prenant en compte les fortes contraintes d'intégration et de miniaturisation. Un prototype a été réalisé et valide l'approche de conception suivie.

Finalement, un dernier développement envisage le cas des multi antennes. Une extension de la méthode de caractérisation est proposée. L'une des structures précédentes est développée en deux versions à deux accès et illustre le principe d'une antenne isotrope à double polarisation orthogonale aux performances optimales.

Mots clés :

capteur sans fil	couverture isotrope
orientation aléatoire	antenne miniature
isotropie de rayonnement	antenne IFA
uniformité de polarisation	canal de propagation
polarisation circulaire	efficacité d'antenne

Advances made in the fields of wireless sensor networks, radio frequency identification or millimetre-length communications predict the appearance of small, smart and autonomous objects communicating by means of radio frequency transmissions.

In this context, the random and variable orientations of the devices with respect to each others cause strong variations of the budget link because of the radiation anisotropy and the polarization mismatches between antennas. Thus, there is a need for low cost small antennas having radiation characteristics optimized for an independent transmission with respect to their relative orientations.

The first part of this work consists in proposing a new criterion, called *isotropic coverage function*, allowing to rigorously characterizing antennas performances in such a context. This method makes it possible to compare various antennas of the literature and to study the effects of their radiation properties. The influence of the propagation environment is also studied.

The second part consists in developing two new antennas in response to this issue while taking into account the strong constraints of integration and miniaturization. A prototype is realized and validates the design approach.

Finally, a last development considers the case of multi antennas. An extension of the characterization method is proposed. One of the previous structures is enhanced in two versions with two ports and illustrates the principle of a dual polarized isotropic antenna presenting optimized performances.

Keywords :

wireless sensor

random orientation

radiation isotropy

polarization uniformity

circular polarization

isotropic coverage

miniature antenna

IFA antenna

propagation channel

antenna efficiency